

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re U.S. Patent Application of

HAYASHI et al.

Application Number: 09/976,052

Filed: October 15, 2001

For: LEVEL SHIFT CIRCUIT AND SEMICONDUCTOR
INTEGRATED CIRCUIT

Honorable Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231

**REQUEST FOR PRIORITY
UNDER 35 U.S.C. § 119
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**

Sir:

In the matter of the above-captioned application for a United States patent, notice is hereby given that the Applicant claims the priority date of October 30, 2000, the filing date of the corresponding Japanese patent application 2000-330385.

The certified copy of corresponding Japanese patent application 2000-330385 is being submitted herewith. Acknowledgment of receipt of the certified copies is respectfully requested in due course.

Respectfully submitted,


Stanley P. Fisher

Registration Number 24,344

JUAN CARLOS A. MARQUEZ
Registration No. 34,072

REED SMITH HAZEL & THOMAS LLP

3110 Fairview Park Drive
Suite 1400
Falls Church, Virginia 22042
(703) 641-4200
November 26, 2001

RECEIVED
DEC - 4 2001
TC 2800 MAIL ROOM

#4
P.B.
12-18-01
RECEIVED
NOV 29 2001
Technology Center 2600

LIST OF THE PRIOR ARTS

1. Japanese Patent Publication No.1993-343980-
2. Japanese Patent Publication No.1994-209256





日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年10月30日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-330385

出 願 人

Applicant(s):

株式会社日立製作所

株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ

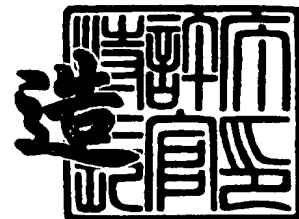
RECEIVED
NOV 29 2001
Technology Center 2600

RECEIVED
DEC - 4 2001
TC 2600 MAIL ROOM

2001年 9月25日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3087778

【書類名】 特許願

【整理番号】 H00014911

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H01L 27/00

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都小平市上水本町 5 丁目 2 2 番 1 号 株式会社 日立超エル・エス・アイ・システムズ内

 【氏名】 林 浩功

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都青梅市新町六丁目 1 6 番地の 3 株式会社日立製作所 デバイス開発センタ内

 【氏名】 高橋 敏郎

【特許出願人】

 【識別番号】 000005108

 【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【特許出願人】

 【識別番号】 000233169

 【氏名又は名称】 株式会社 日立超エル・エス・アイ・システムズ

【代理人】

 【識別番号】 100085811

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 大日方 富雄

 【電話番号】 03-3269-1430

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 027177

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1
【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 レベル変換回路および半導体集積回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、

第 1 電圧端子と第 2 電圧端子との間にそのソースドレイン経路が直列に接続された第 1 p チャネル型 MOS トランジスタ、第 2 p チャネル型 MOS トランジスタ、第 1 n チャネル型 MOS トランジスタ、第 2 n チャネル型 MOS トランジスタを有し、上記第 1 p チャネル型 MOS トランジスタのドレイン及び上記 1 n チャネル型 MOS トランジスタのドレインが第 3 出力端子に接続された第 2 回路とを備え、

上記第 2 回路は、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力することを特徴とするレベル変換回路。

【請求項 2】 上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号または上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号を遅延して上記第 2 p チャネル型 MOS トランジスタおよび第 1 n チャネル型 MOS トランジスタ、または第 1 p チャネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャネル型 MOS トランジスタに制御をかける遅延手段を有することを特徴とする請求項 1 に記載のレベル変換回路。

【請求項 3】 MOS トランジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該 MOS トランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を 1 段と定義したとき、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 2 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端

子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路段数とが同一になるように構成されていることを特徴とする請求項1に記載のレベル変換回路。

【請求項4】 上記第2回路は、上記第1回路から出力される上記第2信号または第3信号の変化に応じて上記第2 pチャネル型MOSトランジスタまたは第1 nチャネル型MOSトランジスタの状態が変化することを特徴とする請求項1に記載のレベル変換回路。

【請求項5】 上記第1 pチャネル型MOSトランジスタと第2 nチャネル型MOSトランジスタとそれぞれ並列に、プルアップ用の高抵抗素子とプルダウン用の高抵抗素子が接続されていることを特徴とする請求項4に記載のレベル変換回路。

【請求項6】 上記第2 pチャネル型MOSトランジスタのゲート幅とゲート長との比よりも上記第1 pチャネル型MOSトランジスタのゲート幅とゲート長との比の方が大きくなるように設定され、上記第1 nチャネル型MOSトランジスタのゲート幅とゲート長との比よりも上記第2 nチャネル型MOSトランジスタのゲート幅とゲート長との比の方が大きくなるように設定されていることを特徴とする請求項5に記載のレベル変換回路。

【請求項7】 上記第1信号を論理反転する第1インバータを備えると共に、上記第1回路は上記第1インバータの出力信号を受ける第2入力端子を有し、上記第1入力端子および第2入力端子に各々ゲート端子が接続された第3 nチャネル型MOSトランジスタおよび第4 nチャネル型MOSトランジスタと、上記第3 nチャネル型MOSトランジスタとソースドレイン経路が直列に接続されゲート端子に上記第4 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子が接続された第3 pチャネル型MOSトランジスタと、上記第4 nチャネル型MOSトランジスタとソースドレイン経路が直列に接続されゲート端子に上記第3 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子が接続された第4 pチャネル型MOSトランジスタとから構成され、上記第4 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子に上記第1出力端子が接続され、上記第3 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子に上記第2出力端子が接続され、上記第1出力端子には上記

第 2 信号を論理反転する第 2 インバータが接続されていることを特徴とする請求項 1 に記載のレベル変換回路。

【請求項 8】 上記第 2 回路は、上記第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタまたは第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタが上記第 1 回路から出力される上記第 2 信号または上記第 2 インバータの出力信号のうち変化が早い方の信号変化に応じて状態が変化することを特徴とする請求項 7 に記載のレベル変換回路。

【請求項 9】 上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号または上記第 2 インバータの出力信号のうち変化が遅い方の信号変化に応じて上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタに制御をかける第 3 インバータを有することを特徴とする請求項 8 に記載のレベル変換回路。

【請求項 10】 上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号または上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち変化が遅い方の信号変化に応じて上記第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタまたは上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタを制御する信号を生成する遅延手段を有することを特徴とする請求項 1 に記載のレベル変換回路。

【請求項 11】 上記第 2 回路は、上記第 1 回路から出力される上記第 2 信号または第 3 信号のうち変化が早い方の信号変化に応答して上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタまたは第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタの状態が変化することを特徴とする請求項 1 に記載のレベル変換回路。

【請求項 12】 第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、

上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端

子より出力する第2回路とを備え、

上記第2回路は、上記第1回路から出力される上記第2信号または第3信号とその逆相の信号をそれぞれ受け、信号の変化の方向に応じて上記第4信号の変化が速くなるように論理しきい値が変化することを特徴とするレベル変換回路。

【請求項13】 上記第2回路は、第1電圧端子と第2電圧端子との間にそのソースドレイン経路が直列に接続された第1pチャネル型MOSトランジスタ、第2pチャネル型MOSトランジスタ、第1nチャネル型MOSトランジスタ、第2nチャネル型MOSトランジスタを有し、上記第1pチャネル型MOSトランジスタのドレイン及び上記1nチャネル型MOSトランジスタのドレインが第3出力端子に接続されるとともに、第2pチャネル型MOSトランジスタと第1nチャネル型MOSトランジスタと並列にそれぞれ高抵抗素子が接続され、上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号または上記第1回路の第2出力端子から出力される第3信号を遅延して上記第2pチャネル型MOSトランジスタおよび第1nチャネル型MOSトランジスタ、または第1pチャネル型MOSトランジスタおよび第2nチャネル型MOSトランジスタに制御をかける遅延手段を備えていることを特徴とする請求項12に記載のレベル変換回路。

【請求項14】 第1の信号振幅を有する第1信号を受ける第1入力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と同相の第2信号を出力する第1出力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と逆相の第3信号を出力する第2出力端子とを含む第1回路と、

上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号と上記第1回路の第2出力端子から出力される第3信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第2の信号振幅を有する第4信号を形成して上記第3出力端子より出力する第2回路とを備え、

MOSトランジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該MOSトランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を1段と定義したとき、上記第1回路の上記第1入力端子から上記第2出力端子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路

段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ 4 段以下となるように構成されていることを特徴とするレベル変換回路。

【請求項 1 5】 第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、

上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備え、

MOS トランジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該 MOS トランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を 1 段と定義したとき、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 2 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ 3 段となるように構成されていることを特徴とするレベル変換回路。

【請求項 1 6】 内部回路では第 1 の振幅で信号が伝送され、外部の他の装置との間では上記第 1 の振幅よりも大きな第 2 の振幅で信号の送受信が行なわれる半導体集積回路であって、上記第 2 の振幅の信号が出力される外部端子に接続された入出力回路に請求項 1 ～請求項 1 5 のいずれかに記載のレベル変換回路を備えていることを特徴とする半導体集積回路。

【請求項 1 7】 第 2 の振幅の信号が入力される外部端子に接続された入出力回路に、第 2 の振幅の信号を第 1 の振幅の信号に変換する逆レベル変換回路を備えていることを特徴とする請求項 1 6 に記載の半導体集積回路。

【請求項 1 8】 第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の

第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備えた第 1 のレベル変換回路と、

上記第 1 回路と同一形式の回路からなる第 2 のレベル変換回路とを有することを特徴とする半導体集積回路。

【請求項 19】 上記第 1 のレベル変換回路は通常の動作信号を伝送する経路に設けられ、上記第 2 のレベル変換回路はテスト系の信号を伝送する経路に設けられていることを特徴とする請求項 18 に記載の半導体集積回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、半導体集積回路さらにはレベル変換回路に関し、例えば内部信号の振幅と外部信号の振幅とが異なる半導体集積回路のインタフェース回路に利用して有効な技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、振幅の小さな信号を振幅の大きな信号に変換する回路として、例えば特開平 5 - 3 4 3 9 7 9 号に開示されている図 10 に示すようなレベル変換回路がある。図 10 の回路は、VDD（例えば 1.5V）を電源電圧とし入力信号 IN を反転するインバータ INV0 と、VDD よりも高い VDD2（例えば 3.3V）を電源電圧とし上記インバータで反転された信号 /IN と反転される前の信号 IN とを入力とするラッチ回路 LT とからなり、ラッチ回路 LT は 2 個の p チャネル MOSFET Qp0, Qp2 と 1 個の n チャネル MOSFET Qn1 とが直列に接続された CMOS インバータ INV1 および 2 個の P チャネル MOSFET Qp1, Qp3 と 1 個の n チャネル MOSFET Qn2 とが直列に接続された CMOS インバータ INV2 の出力端子が互いに他方のインバータの MOSF

ET Q_p2, Q_p3のゲートに接続されて構成されている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

図10のレベル変換回路は、0～1.5Vの振幅の入力信号INがロウレベルからハイレベルに変化するとMOSFET Q_n1がオフ状態からオン状態へ直ちに移行するため出力信号OUTは3.3VのようなVDD2から接地電位(0V)へ変化するが、入力信号INがハイレベルからロウレベルに変化するときは反転信号/INによりMOSFET Q_n2がオンされてインバータINV2の出力がロウレベルに変化し、MOSFET Q_p2がオフ状態からオン状態へ移行されて初めて出力信号OUTが接地電位(0V)から3.3VのようなVDD2へ変化する。

【0004】

そのため、従来のレベル変換回路は、出力信号のロウレベルからハイレベルへの変化がハイレベルからロウレベルへの変化に比べて遅くなる。その結果、このようなレベル変換回路からの信号を受ける側の回路においては、遅い方の信号のタイミングに合わせて信号を取り込まなくてはならないため、タイミングの設計が面倒であるとともに、信号の伝達に時間がかかりシステムの高速化が妨げられるという問題点がある。

【0005】

この発明の目的は、出力信号のロウレベルからハイレベルへの変化がハイレベルからロウレベルへの変化がほぼ等しいレベル変換回路を提供することにある。

【0006】

この発明の他の目的は、内部に振幅の異なる2種類の信号伝送経路を有する半導体集積回路における信号伝送速度の高速化を可能にする半導体集積回路技術を提供することにある。

【0007】

この発明のさらに他の目的は、レベル変換回路を入出力部に有し振幅の小さな内部信号に基づいて振幅の大きな信号を形成して出力する半導体集積回路を用いたシステムの高速化を可能にすることにある。

【 0 0 0 8 】

この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴については、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【 0 0 0 9 】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を説明すれば、下記のとおりである。

【 0 0 1 0 】

すなわち、入力信号と同相のレベル変換された信号とそれ逆相の信号を出力するレベルシフト回路と、該レベルシフト回路の出力信号のうち早い方に応答して出力信号を生成する後段回路とによりレベル変換回路を構成し、後段回路には、第1電圧端子と第2電圧端子との間に2個のpチャネル型MOSトランジスタと2個のnチャネル型MOSトランジスタが直列に接続されたインバータ回路を用い、このうち1組を入力用トランジスタとして残る1組のトランジスタにはレベルシフト回路の出力信号に基づいて制御をかけて、次の変化にすばやく応答できるように構成したものである。

【 0 0 1 1 】

本出願の第1の発明に係るレベル変換回路は、第1の信号振幅を有する第1信号を受ける第1入力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と同相の第2信号を出力する第1出力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と逆相の第3信号を出力する第2出力端子とを含む第1回路と、第1電圧端子と第2電圧端子との間にそのソースドレイン経路が直列に接続された第1pチャネル型MOSトランジスタ、第2pチャネル型MOSトランジスタ、第1nチャネル型MOSトランジスタ、第2nチャネル型MOSトランジスタを有し、上記第1pチャネル型MOSトランジスタのドレイン及び上記1nチャネル型MOSトランジスタのドレインが第3出力端子に接続された第2回路とを備え、上記第2回路は、上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号と上記第1回路の第2出力端子から出力される第3信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上

記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力するようにしたものである。

【 0 0 1 2 】

上記した手段によれば、第 1 回路から出力される相補信号のうち信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて第 2 回路が出力信号を形成して出力するため、入力信号の立上がりの際はもちろんのこと立下がりの際にも出力信号がすばやく変化するようになり、信号の伝送速度を落とすことなく小さな振幅の信号を大きな振幅の信号に変換して伝送することができる。

【 0 0 1 3 】

また、望ましくは、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号または上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号を遅延して上記第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタ、または第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタに制御をかける遅延手段を設ける。これにより、第 2 回路を次の信号変化にすばやく応答できる状態に移行させて信号の伝送速度を高速化することができる。

【 0 0 1 4 】

さらに、MOS トランジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該 MOS トランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を 1 段と定義したとき、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 2 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数とが同一になるように構成する。これにより、入力信号と同相の信号と逆相の信号が第 2 回路に到達する時間がほぼ等しくなり、入力信号の立上がりの際はもちろんのこと立下がりの際にも出力信号がすばやく変化するようになり、異なる振幅の信号の伝送速度を高速化することができる。

【 0 0 1 5 】

また、上記第 2 回路は、上記第 1 回路から出力される上記第 2 信号または第 3

信号の変化に応じて上記第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタまたは第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタの状態が変化するように構成する。これにより、第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタまたは第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタのゲートサイズを小さくして前段の回路に対する負荷容量を小さくすることができ、第 2 信号および第 3 信号の変化を早くすることができる。

【 0 0 1 6 】

さらに、上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタと第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタとそれぞれ並列に、プルアップ用の高抵抗素子とプルダウン用の高抵抗素子を接続する。これにより、第 2 回路が 2 つの論理しきい値を有し、入力信号がロウレベルからハイレベルに変化するときは論理しきい値が低くなるとともに入力信号がハイレベルからロウレベルに変化するときは論理しきい値が高くなって、出力信号の変化が一層速くなる。

【 0 0 1 7 】

また、上記第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタのゲート幅とゲート長との比よりも上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタのゲート幅とゲート長との比の方が大きくなるように設定され、上記第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタのゲート幅とゲート長との比よりも上記第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタのゲート幅とゲート長との比の方が大きくなるように設定する。これにより、第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタと第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタに対して抵抗性負荷として作用する第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタと第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタのオン抵抗を下げることができ、出力信号の変化が一層速くなる。

【 0 0 1 8 】

さらに、上記第 1 信号を論理反転する第 1 インバータを備えると共に、上記第 1 回路は上記第 1 インバータの出力信号を受ける第 2 入力端子を有し、上記第 1 入力端子および第 2 入力端子に各々ゲート端子が接続された第 3 n チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 4 n チャンネル型 MOS トランジスタと、上記第 3 n チャンネル型 MOS トランジスタとソースドレイン経路が直列に接続されゲート端子に上記第 4 n チャンネル型 MOS トランジスタのドレイン端子が接続された第 3

pチャネル型MOSトランジスタと、上記第4 nチャネル型MOSトランジスタとソースドレイン経路が直列に接続されゲート端子に上記第3 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子が接続された第4 pチャネル型MOSトランジスタとから構成され、上記第4 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子に上記第1出力端子が接続され、上記第3 nチャネル型MOSトランジスタのドレイン端子に上記第2出力端子が接続され、上記第1出力端子には上記第2信号を論理反転する第2インバータが接続されるようにする。これにより、第1回路はnチャネル型MOSトランジスタで第1信号とその反転信号を受けて出力である第2信号と第3信号を高速にロウレベルへ変化させるように動作することとなるので、第1回路から第2回路への信号の変化の伝達が速くなる。

【0019】

さらに、上記第2回路は、上記第2 pチャネル型MOSトランジスタまたは第1 nチャネル型MOSトランジスタが上記第1回路から出力される上記第2信号または第3信号の変化に応じて状態が変化するように構成する。これにより、第2 pチャネル型MOSトランジスタまたは第1 nチャネル型MOSトランジスタのゲートサイズを小さくして前段の回路に対する負荷容量を小さくすることができ、第2信号および第3信号の変化を早くすることができる。

【0020】

また、上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号または上記第2インバータの出力信号のうち変化が遅い方の信号変化に応じて上記第1 pチャネル型MOSトランジスタおよび第2 nチャネル型MOSトランジスタに制御をかける第3インバータを設ける。これにより、第2回路から出力される第4信号が変化した後に第1 pチャネル型MOSトランジスタおよび第2 nチャネル型MOSトランジスタが速やかにオンまたはオフ状態に移行されて、次の信号変化に対する準備を行なうことができる。

【0021】

また、上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号または上記第1回路の第2出力端子から出力される第3信号のうち変化が遅い方の信号変化に応じて上記第2 pチャネル型MOSトランジスタおよび第1 nチャネル型MOSトラ

ンジスタまたは上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタを制御する信号を生成する遅延手段を設ける。これにより、第 2 回路から出力される第 4 信号が変化した後第 2 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 1 n チャンネル型 MOS トランジスタまたは上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタおよび第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタが速やかにオンまたはオフ状態に移行されて、次の信号変化に対する準備を行なうことができる。

【 0 0 2 2 】

さらに、上記第 2 回路は、上記第 1 回路から出力される上記第 2 信号または第 3 信号のうち変化が早い方の信号の変化にตอบสนองして上記第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタまたは第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタの状態が変化するように構成してもよい。これにより、第 1 p チャンネル型 MOS トランジスタと第 2 n チャンネル型 MOS トランジスタが基板バイアス効果でしきい値が変化して出力信号の変化が遅くなるのを回避することができる。

【 0 0 2 3 】

本願の第 2 の発明に係るレベル変換回路は、第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備え、上記第 2 回路は、上記第 1 回路から出力される上記第 2 信号または第 3 信号とその逆相の信号をそれぞれ受け、信号の変化の方向に応じて上記第 4 信号の変化が速くなるように論理しきい値が変化するようにしたものである。

【 0 0 2 4 】

上記した手段によれば、信号の変化の方向に応じて上記第 4 信号の変化が速くなるように論理しきい値が変化するため、入力信号の立上がりの際はもちろんの

こと立下がりの際にも出力信号がすばやく変化するようになり、信号の伝送速度を落とすことなく小さな振幅の信号を大きな振幅の信号に変換して伝送することができる。

【0025】

また、望ましくは、上記第2回路は、第1電圧端子と第2電圧端子との間にそのソースドレイン経路が直列に接続された第1 pチャネル型MOSトランジスタ、第2 pチャネル型MOSトランジスタ、第1 nチャネル型MOSトランジスタ、第2 nチャネル型MOSトランジスタを有し、上記第1 pチャネル型MOSトランジスタのドレイン及び上記1 nチャネル型MOSトランジスタのドレインが第3出力端子に接続されるとともに、第2 pチャネル型MOSトランジスタと第1 nチャネル型MOSトランジスタと並列にそれぞれ高抵抗素子が接続され、上記第1回路の第1出力端子から出力される第2信号または上記第1回路の第2出力端子から出力される第3信号を遅延して上記第2 pチャネル型MOSトランジスタおよび第1 nチャネル型MOSトランジスタ、または第1 pチャネル型MOSトランジスタおよび第2 nチャネル型MOSトランジスタに制御をかける遅延手段を備えるようにする。

【0026】

これにより、第2 pチャネル型MOSトランジスタまたは第1 nチャネル型MOSトランジスタのゲートサイズを小さくして前段の回路に対する負荷容量を小さくすることができ、第2信号および第3信号の変化を早くすることができるとともに、第2回路から出力される第4信号が変化した後に第1 pチャネル型MOSトランジスタおよび第2 nチャネル型MOSトランジスタが速やかにオンまたはオフ状態に移行されて、次の信号変化に対する準備を行なうことができる。

【0027】

本願の第3の発明に係るレベル変換回路は、第1の信号振幅を有する第1信号を受ける第1入力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と同相の第2信号を出力する第1出力端子と、上記第1の信号振幅よりも大きな第2の信号振幅を有し上記第1信号と逆相の第3信号を出力する第2出力端子とを含む第1回路と、上記第1回路の第1出力端子から出力される

第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備え、MOS トランジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該 MOS トランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を 1 段と定義したとき、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 2 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ 4 段以下となるように構成したものである。

【 0 0 2 8 】

上記した手段によれば、第 1 回路から出力される相補信号のうち信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて第 2 回路が出力信号を形成して出力するため、入力信号の立上がりの際はもちろんのこと立下がりの際にも出力信号がすばやく変化するようになり、信号の伝送速度を落とすことなく小さな振幅の信号を大きな振幅の信号に変換して伝送することができるとともに、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 2 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第 1 回路の上記第 1 入力端子から上記第 3 出力端子を経て上記第 2 回路の第 3 出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ 4 段以下であるため、信号の伝達が高速に行なわれる。

【 0 0 2 9 】

本願の第 4 の発明に係るレベル変換回路は、第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備え、MOS トラ

ンジスタのゲート端子に入力された信号に応じて当該MOSトランジスタのソースもしくはドレイン端子から上記ゲート入力信号に応じた信号が出力される回路を1段と定義したとき、上記第1回路の上記第1入力端子から上記第2出力端子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第1回路の上記第1入力端子から上記第3出力端子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ3段となるように構成したものである。

【 0 0 3 0 】

上記した手段によれば、第1回路から出力される相補信号のうち信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて第2回路が出力信号を形成して出力するため、入力信号の立上がりの際はもちろんのこと立下がりの際にも出力信号がすばやく変化するようになり、信号の伝送速度を落とすことなく小さな振幅の信号を大きな振幅の信号に変換して伝送することができるとともに、上記第1回路の上記第1入力端子から上記第2出力端子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路段数と、上記第1回路の上記第1入力端子から上記第3出力端子を経て上記第2回路の第3出力端子に到達する信号の経由する回路段数がそれぞれ3段であるため、信号の伝達がより一層高速に行なわれる。

【 0 0 3 1 】

本願の第5の発明は、内部回路では第1の振幅で信号が伝送され、外部の他の装置との間では上記第1の振幅よりも大きな第2の振幅で信号の送受信が行なわれる半導体集積回路において、上記第2の振幅の信号が出力される外部端子に接続された入出力回路に上述したような構成を有するレベル変換回路を設けたものである。これにより、内部信号は振幅の小さな信号で高速動作し、他の装置との間は振幅の大きな信号でデータの送受信を行なう半導体集積回路を用いたシステムの高速化が可能となる。

【 0 0 3 2 】

また、望ましくは、第2の振幅の信号が入力される外部端子に接続された入出力回路に、第2の振幅の信号を第1の振幅の信号に変換する逆レベル変換回路を設ける。これにより、他の装置から供給される振幅の大きな信号を内部回路に適

した振幅の小さな信号に変換して内部回路に供給することができる。

【 0 0 3 3 】

本願の第 6 の発明は、第 1 の信号振幅を有する第 1 信号を受ける第 1 入力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と同相の第 2 信号を出力する第 1 出力端子と、上記第 1 の信号振幅よりも大きな第 2 の信号振幅を有し上記第 1 信号と逆相の第 3 信号を出力する第 2 出力端子とを含む第 1 回路と、上記第 1 回路の第 1 出力端子から出力される第 2 信号と上記第 1 回路の第 2 出力端子から出力される第 3 信号のうち、信号レベルの変化が早い方の信号の信号変化に基づいて上記第 2 の信号振幅を有する第 4 信号を形成して上記第 3 出力端子より出力する第 2 回路とを備えた第 1 のレベル変換回路と、上記第 1 回路と同一形式の回路からなる第 2 のレベル変換回路とを設けたものである。第 2 のレベル変換回路は第 1 のレベル変換回路よりも構成素子数が少ないので、要求される信号の伝送速度に応じて第 1 のレベル変換回路と第 2 のレベル変換回路とを使い分けることによって、高速性と占有面積の低減の両方を同時に達成することができる。

【 0 0 3 4 】

また、望ましくは、上記第 1 のレベル変換回路は通常の動作信号を伝送する経路に設け、上記第 2 のレベル変換回路はテスト系の信号を伝送する経路に設けるようにする。テスト系の信号は伝送速度の高速性が要求されないので、上記第 2 のレベル変換回路をテスト系の信号を伝送する経路に設けることにより、占有面積の低減を図ることができる。

【 0 0 3 5 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例を図面に基づいて説明する。

【 0 0 3 6 】

図 1 は、本発明に係るレベル変換回路の第 1 の実施例を示す。図 1 において、M O S F E T を表わす記号のゲート端子に丸印が付されているのは p チャネル M O S F E T であり、丸印が付されていないのは n チャネル M O S F E T である。

【 0 0 3 7 】

図1のレベル変換回路は、入力信号INを反転する初段のインバータ11と、上記インバータ11で反転された信号／INと反転される前の信号INとを入力とするラッチ回路型のレベルシフト段12と、該レベルシフト段12の反転出力ノードn1側の信号を反転するインバータ13と、該インバータ13の出力信号と上記レベルシフト段12の非反転出力ノードn2側の信号とを入力とするインバータ型の出力段14と、該出力段14の入力信号を遅延して出力段14に制御をかける遅延段15とから構成されている。

【0038】

上記インバータ11はVDD（例えば1.5V）を電源電圧とし、上記レベルシフト段12はVDDよりも高いVDD2（例えば3.3V）を電源電圧としている。レベルシフト段12よりも後段にあるインバータ13と出力段14と遅延段15も、レベルシフト段12と同じVDD2（例えば3.3V）を電源電圧としている。

【0039】

レベルシフト段12は、pチャネルMOSFET Qp2とnチャネルMOSFET Qn2とが直列に接続されたP-MOS負荷型のインバータINV1、および、PチャネルMOSFET Qp3とnチャネルMOSFET Qn3とが直列に接続されたP-MOS負荷型のインバータINV2からなり、インバータINV1、INV2の出力ノードn1、n2が互いに他方のインバータのpチャネルMOSFET Qp3、Qp2のゲート端子に接続され、nチャネルMOSFET Qn2とQn3のゲート端子には入力信号INとそれをインバータ11で反転した信号／INが印加されている。

【0040】

そして、本実施例においては、レベルシフト段12を構成するMOSFET Qp2、Qn2、Qp3、Qn3は、pチャネルMOSFET Qp2、Qp3のゲート幅Wp2とnチャネルMOSFET Qn2、Qn3のゲート幅Wn2との比Wp2：Wn2およびWp3：Wn3がそれぞれ1：1.5のように、Wn2、Wn3の方がWp2、Wp3よりもそれぞれ大きくなるように設計されている。これにより、レベルシフト段12は、その出力ノードn1、n2の電位の立

ち下がり、立ち上がりよりも高速に行なわれるようにされる。

【0041】

なお、この実施例では、MOSFET Q_{p2} , Q_{n2} , Q_{p3} , Q_{n3} はゲート長が互いに同一であるため、pチャネルMOSFET Q_{p2} , Q_{p3} のゲート幅 W_{p2} と nチャネルMOSFET Q_{n2} と Q_{n3} のゲート幅 W_{n2} との比 $W_{p2} : W_{n2}$ および $W_{p3} : W_{n3}$ で素子特性の関係を表わしたが、本来、素子特性はゲート幅 W とゲート長 L の比 W/L で表わされる。従って、 Q_{p2} , Q_{p3} と Q_{n2} , Q_{n3} の W/L 比が $1 : 1.5$ となるように設定しても良い。以下の説明においてもゲート長が同一であるためゲート幅 W の比で説明するが、 W/L の比で表わしても良い。

【0042】

ところで、本実施例において、レベルシフト段 12 の p-MOS と n-MOS の W/L 比を $1 : 1.5$ のように n-MOS の方が極端に大きくなるように設計している理由は、レベルシフト段 12 の直流動作マージンを確保するためである。すなわち、実際の回路設計では、動作マージンを考慮して電源電圧が変動した場合にも回路が安定して動作することが重要である。このような回路の安定動作を考慮して、図 1 のようなレベルシフト段 12 で電源電圧 V_{DD2} が高く V_{DD} が低くなった条件下でも安定した動作を確保するため p-MOS と n-MOS の W/L 比を $1 : 1.5$ のようにしたものである。

【0043】

より具体的に説明すると、p-MOS を駆動する電源電圧 V_{DD2} が高く、n-MOS を駆動する電源電圧 V_{DD} が低いという条件下では、p-MOS のオン抵抗は小さく、逆に n-MOS のオン抵抗は大きくなる。仮に p-MOS と n-MOS のオン抵抗が同程度になるとすると、レベルシフト段 12 の出力 $V_{DD2}/2$ までしか下がらないことになる。これでは、次段の回路の n-MOS をオフさせるのに不十分である。よって、n-MOS のオン抵抗 \ll p-MOS のオン抵抗が直流動作の必須条件となる。この条件が満たされないときは、最悪のケースでは回路の出力が反転しないことになったり、遅延時間が非常に大きなものになってしまう。

【0044】

本実施例においては、 $V_{DD}=1.5V$ 、 $V_{DD2}=3.3V$ を前提として上記のように W/L 比を1:15のように設計したが、次世代のプロセスでは、 V_{DD} は1.5Vよりも下がると予想される。しかし、 $V_{DD2}=3.3V$ は、一般的なシステムで用いられているLV-TTLやPCI等の標準インタフェースと接続することが前提であるので、 V_{DD2} はプロセスが進んでも変更されないと考えられる。よって、今後は V_{DD2} と V_{DD} との差が大きくなると考えられる。従って、本発明はそのような場合にも有効である。

【0045】

上記レベルシフト段12の反転出力ノードn1側の信号を反転するインバータ13はpチャネルMOSFET Q_{p4} とnチャネルMOSFET Q_{n4} とから構成されており、pチャネルMOSFET Q_{p4} のゲート幅 W_{p4} とnチャネルMOSFET Q_{n4} のゲート幅 W_{n4} との比 $W_{p4}:W_{n4}$ が8:1のように、 W_{p4} の方が W_{n4} よりも大きくなるように設計されている。つまり、インバータ13は、出力の立ち下がりよりも立ち上がりの方が高速に行なわれるように構成されている。

【0046】

出力段14は2個のpチャネルMOSFET Q_{p5} 、 Q_{p6} と2個のnチャネルMOSFET Q_{n5} 、 Q_{n6} のソースドレイン経路が直列形態に接続されてなり、 Q_{p6} と Q_{n5} のゲート端子に上記レベルシフト段12の非反転出力ノードn2側の信号と反転出力ノードn1側の信号をインバータ13で反転した信号が印加されている。つまり、MOSFET Q_{p6} と Q_{n5} のゲート端子に入力される信号は同相の信号であり、これによりMOSFET Q_{p6} と Q_{n5} は相補的にオン、オフ制御される。そして、この出力段14の出力ノードn4に回路の出力端子OUTが接続されている。

【0047】

また、MOSFET Q_{p5} と Q_{n6} のゲート端子には遅延段15の出力信号が印加されており、 Q_{p5} は Q_{p6} よりも少し遅れて Q_{p6} と逆のオン、オフ状態つまり Q_{p6} がオンのときはオフ、 Q_{p6} がオフのときはオンに、また Q_{n6}

はQ n 5よりも少し遅れてQ n 5と逆のオン、オフ状態にそれぞれ移行されるようになっている。さらに、MOSFET Q p 5とQ n 6と並列にそれぞれMOSFET Q p 1 1とQ n 1 1が接続されており、Q p 1 1, Q n 1 1はそれぞれゲート端子が電源電圧VDD2と接地電位VSSに接続されて常時オン状態にされてQ p 5, Q n 6よりも高い抵抗を有する高抵抗素子として機能するようにされている。

【0048】

特に制限されるものでないが、出力段14を構成するpチャネルMOSFET Q p 6のゲート幅W p 6は、レベルシフト段12のpチャネルMOSFET Q p 2やQ p 3のゲート幅W p 2との比W p 6 : W p 2が約10 : 1となるように設計されている。一方、出力段14を構成するnチャネルMOSFET Q n 5のゲート幅W n 5は、レベルシフト段12のnチャネルMOSFET Q n 2やQ n 3のゲート幅W n 2との比W n 5 : W n 2は約1 : 3とされる。

【0049】

また、高抵抗用MOSFET Q p 1 1のゲート幅W p 1 1とQ p 5のゲート幅W p 5との比W p 1 1 : W p 5は約1 : 10に、高抵抗用MOSFET Q n 1 1のゲート幅W n 1 1とQ n 6のゲート幅W n 5との比W n 1 1 : W n 6は約1 : 10に設計されている。さらに、Q p 1 1と並列のMOSFET Q p 5のゲート幅W p 5と直列のQ p 6のゲート幅W p 6との比W p 5 : W p 6は約2 : 1、Q n 1 1と並列のMOSFET Q n 6のゲート幅W n 6と直列のQ n 5のゲート幅W n 5との比W n 6 : W n 5は約2 : 1に設計されている。

【0050】

遅延段15は、2つのpチャネルMOSFET Q p 9, Q p 1 0と2つのnチャネルMOSFET Q n 9, Q n 1 0のソースドレイン経路が直列に接続されてなり、このうちQ p 1 0, Q n 9のゲート端子には出力段14のMOSFET Q n 5のゲート端子に入力される信号と同一の信号が入力され、Q p 9, Q n 1 0のゲート端子には出力段14のMOSFET Q p 6のゲート端子に入力される信号と同一の信号が入力され、いずれか遅い方の信号を反転して、出力段14のMOSFET Q p 5, Q n 6のゲート端子に制御をかける。

【0051】

これによって、出力段14を構成するpチャネルMOSFET Q_{p5} とnチャネルMOSFET Q_{n6} は相補的にオン、オフ制御される。また、出力段14の入力信号がハイレベルに変化してMOSFET Q_{n5} がオンされて出力がハイレベルからロウレベルに変化すると少し遅れてpチャネルMOSFET Q_{p5} がオンされ、nチャネルMOSFET Q_{n6} がオフされて、出力端子OUTは Q_{n5} と Q_{n11} を介して接地電位に固定される。一方、出力段14の入力信号がロウレベルに変化してMOSFET Q_{p6} がオンされて出力がハイレベルからロウレベルに変化すると少し遅れてpチャネルMOSFET Q_{p5} がオフされ、nチャネルMOSFET Q_{n6} がオンされて、出力端子OUTは Q_{p6} と Q_{p11} を介して電源電圧VDD2に固定される。

【0052】

このように、実施例のレベル変換回路は、出力段14のMOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} のオン、オフに応じて出力端子OUTの電位が確定すると、遅延段15により速やかに出力段14のMOSFET Q_{p5} と Q_{n6} がそれぞれ Q_{p6} 、 Q_{n5} と逆のオン、オフ状態に移行されるため、出力段14を次の入力信号変化に対して直ちに応答可能な準備状態にさせることができる。

【0053】

なお、図1の実施例においては、遅延段15が、図2に示すように、出力段14のMOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} のゲート端子に入力される信号a、cのうちいずれか変化の遅い方の信号に応じて出力dが変化され、出力段14のMOSFET Q_{p5} 、 Q_{n6} のゲート端子に制御をかけるようにするため、直列形態の4つのMOSFET Q_{p9} 、 Q_{p10} 、 Q_{n9} 、 Q_{n10} により構成されている。しかし、出力段14のMOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} のいずれか一方、例えば Q_{n5} のゲート端子に入力される信号の方がロウレベルへの変化が遅い場合あるいはロウレベルへの変化タイミングの差が小さい場合には、 Q_{p9} または Q_{p10} を省略してレイアウト面積を少なくするようにしても良い。同様に、タイミングによっては Q_{n9} または Q_{n10} を省略しても良い。

【0054】

次に、図1の実施例のレベル変換回路の動作を説明する。

【0055】

まず、入力信号INがロウレベルからハイレベルへ変化する場合を考える。このとき、入力信号の前の状態がロウレベルであるため、出力段14のnチャネルMOSFET Qn5はオフ状態に、またpチャネルMOSFET Qp6はオン状態にされているとともに、遅延段15はその出力がハイレベルとなって出力段14のnチャネルMOSFET Qn6をオン状態に、またpチャネルMOSFET Qp5をオフ状態にさせている。そのため、出力段14はオン状態のpチャネルMOSFET Qp11, Qp6を介してハイレベルを出力している状態にある。

【0056】

この状態で、入力信号INがロウレベルからハイレベルへ変化すると、レベルシフト段12はnチャネルMOSFET Qn2の方がpチャネルMOSFET Qp2よりもゲート幅が広いため、出力ノードn1がハイレベルからロウレベルへ速やかに変化する。そして、この電位変化はインバータ13を介して若干遅れたタイミングで出力段14のMOSFET Qn5のゲート端子に伝達され、Qn5をオフ状態からオン状態へ移行させる。しかし、このときインバータ13はnチャネルMOSFET Qn4よりもpチャネルMOSFET Qp4の方のゲート幅が広いため、論理しきい値はVDD2に近く、ロウレベルからハイレベルへの変化は速やかに行なわれるので、このときのインバータ13での遅延時間はかなり小さい。その結果、出力は速やかにハイレベルからロウレベルへ変化する事となる。

【0057】

一方、レベルシフト段12のnチャネルMOSFET Qn3は入力信号INを反転するインバータ11の出力信号によりQn2のオンよりも少し遅れてオフされる。このときpチャネルMOSFET Qp3は出力ノードn1のロウレベルへの電位変化により比較的速やかにオフ状態からオン状態への移行が開始される。しかし、pチャネルMOSFET Qp3はnチャネルMOSFET Qn3よりもゲート幅が狭いため、出力ノードn2のロウレベルからハイレベルへの

変化は、出力ノード $n1$ のハイレベルからロウレベルへの変化よりも少し遅くなる。そして、この電位変化は出力段 14 の MOSFET $Qp6$ のゲート端子に直ちに伝達され、 $Qp6$ をオン状態からオフ状態へ移行させる。

【0058】

上記のように、レベルシフト段 12 の正相側を伝達する信号はレベルシフト段 12 およびインバータ 13 を介して出力段 14 の N-MOS に伝達され、レベルシフト段 12 の逆相側を伝達する信号はインバータ 11 およびレベルシフト段 12 を介して出力段 14 の P-MOS に伝達されるため、それぞれインバータ 2 段分の遅延がもたらされるので、ほぼ同時に到達することとなる。つまり、論理動作的には、インバータ 13 はレベルシフト段 12 の正相側でなく逆相側に入れることも可能であるが、そのようにするとレベルシフト段 12 の正相側を伝達する信号はインバータ 3 段分の遅延がもたらされ、レベルシフト段 12 の逆相側を伝達する信号はインバータ 1 段分の遅延がもたらされることとなり、遅延時間がアンバランスになって遅延段 14 の P-MOS 側と N-MOS 側がほぼ同一の負荷駆動力を有する場合には、回路の動作速度は遅い方の信号によって規制されることとなるが、本実施例ではそのようなことがない。

【0059】

さらに、この実施例のレベル変換回路は、 n チャネル MOSFET $Qn2$ と p チャネル MOSFET $Qp2$ のゲート幅の比 $Wp2 : Wn2$ が $1 : 15$ のように、 $Wn2$ の方が $Wp2$ よりも大きく設計されているため、図 10 に示されている従来のレベル変換回路に比べてノード $n1$ のハイレベルからロウレベルへの信号変化は速いので、インバータ 13 が設けられていても、出力のロウレベルへの立ち下がりには従来のレベル変換回路に遜色のない速度で行なわれる。しかも、インバータ 13 はその論理しきい値が高く設定されているので、インバータ 13 での遅延時間は極めて小さなものとなる。

【0060】

さらに、出力段 14 の入力がハイレベルからロウレベルに変化して出力信号がロウレベルからハイレベルに切り替わる際には、図 3 (A) に示すようにゲート幅の大きな p チャネル MOSFET $Qp5$ がオンされ、 n チャネル MOSFET

T Q_{n6}がオフされており、高抵抗用MOSFET Q_{n11}はゲート幅が小さいため、出力段14全体としての論理しきい値はQ_{p5}、Q_{n6}が共にオンしている場合に比べて高い方へシフトしている。その結果、出力のロウレベルからハイレベルへの切替わりが速くなる。

【0061】

次に、入力信号INがハイレベルからロウレベルへ変化する場合を考える。このとき、入力信号の前の状態がハイレベルであるため、出力段14のnチャネルMOSFET Q_{n5}はオン状態に、またpチャネルMOSFET Q_{p6}はオフ状態にされているとともに、遅延段15はその出力がロウレベルとなって出力段14のnチャネルMOSFET Q_{n6}をオフ状態に、またpチャネルMOSFET Q_{p5}をオン状態にさせている。そのため、出力段14はオン状態のnチャネルMOSFET Q_{n5}、Q_{n11}を介してロウレベルを出力している状態にある。

【0062】

この状態で、入力信号INがハイレベルからロウレベルへ変化すると、インバータ11により反転された信号 \neg INがゲート端子に入力されているnチャネルMOSFET Q_{n3}がオフからオン状態にされる。このときレベルシフト段12はnチャネルMOSFET Q_{n3}の方がpチャネルMOSFET Q_{p3}よりもゲート幅が広いため、出力ノードn2がハイレベルからロウレベルへ速やかに変化する。ただし、出力ノードn2のハイレベルからロウレベルへの変化は、出力ノードn1がハイレベルからロウレベルへ変化する場合に比べてインバータ11の遅延分遅くなる。しかし、出力ノードn1のハイレベルからロウレベルへの変化はインバータ13を介して出力段14に伝達されていたのに対し、この出力ノードn2のハイレベルからロウレベルへ変化は直ちに出力段14に伝達されるため、両者の伝達時間はほぼ同程度になる。

【0063】

一方、レベルシフト段12のnチャネルMOSFET Q_{n2}は入力信号INがハイレベルからロウレベルへ変化するとオン状態からオフ状態に移行される。また、pチャネルMOSFET Q_{p2}は上記反転入力信号 \neg INによるnチャ

ネルMOSFET Q_{n3} のオフからオン状態への移行によって出力ノード $n2$ がロウレベルに変化されるのに応じてオフ状態からオン状態に移行される。このとき、 n チャネルMOSFET Q_{n2} よりも p チャネルMOSFET Q_{p2} の方がゲート幅は狭いため、出力ノード $n1$ のロウレベルからハイレベルへの変化は比較的ゆっくりと行なわれるが、出力ノード $n2$ のハイレベルからロウレベルへ変化は上述のように比較的急速に行なわれるので、それほど遅くなることはない。そして、出力ノード $n1$ の電位変化はインバータ 13 を介して若干遅れたタイミングで出力段 14 のMOSFET Q_{n5} のゲート端子に伝達され、 Q_{n5} をオン状態からオフ状態へ移行させる。

【0064】

また、上記のように出力がロウレベルからハイレベルへ変化すると遅延段 15 により少し遅れて出力段 14 の p チャネルMOSFET Q_{p5} をオフ状態に、また n チャネルMOSFET Q_{n6} をオン状態にさせ、出力段 14 は入力信号の次のロウレベルからハイレベルへの変化に直ちに応答できる状態になる。つまり、入力信号のロウレベルからハイレベルへの変化の初期段階では、前の信号でオンされている n チャネルMOSFET Q_{n6} を通して電流が流れて出力電位が速やかに接地電位に向かって変化し、ある程度まで変化すると Q_{n6} がオフされてその後は抵抗として機能するMOSFET Q_{n11} を通して出力電位が固定される。逆の動作の場合も同様である。

【0065】

しかも、上記のように、この実施例のレベル変換回路は、レベルシフト段 12 の非反転出力ノード $n2$ 側の信号を生成する p チャネルMOSFET Q_{p3} と n チャネルMOSFET Q_{n3} のゲート幅の比 $W_{p3} : W_{n3}$ が $1 : 15$ のように、 W_{n3} の方が W_{p3} よりも大きく設計されているため、図 10 に示されている従来のレベル変換回路に比べてノード $n2$ のハイレベルからロウレベルへの信号変化は速くなる。これとともに、出力段 14 の入力がロウレベルからハイレベルに変化して出力信号がハイレベルからロウレベルに切り替わる際には、図 3 (B) に示すようにゲート幅の大きな p チャネルMOSFET Q_{p5} がオフされ、 n チャネルMOSFET Q_{n6} がオンされており、高抵抗用MOSFET

Q_{p11}はゲート幅が小さいため、出力段14全体としての論理しきい値はQ_{p5}、Q_{n6}が共にオンしている場合に比べて低い方へシフトしている。その結果、出力のハイレベルからロウレベルへの切替わりが速くなる。

【0066】

なお、レベルシフト段12の反転出力ノードn1から出力段14への信号の伝達はインバータ13を介していてもこのインバータ13における遅延は、レベルシフト段12の逆相側の信号伝達経路上にあるインバータ11の遅延と同程度である。従って、図11に破線Bで示すように本実施例のレベル変換回路の出力のハイレベルへの立ち上がりは従来のレベル変換回路に比べて速く行なわれるようになる。なお、図11に示されている波形は、本実施例のレベル変換回路および従来のレベル変換回路をシミュレーションした結果得られた波形である。

【0067】

図4には、図1のレベル変換回路の変形例が示されている。図4のレベル変換回路は、図1の実施例における出力段14のpチャネルMOSFET Q_{p5}、Q_{p11}とQ_{p6}との接続関係を逆にし、nチャネルMOSFET Q_{n6}、Q_{n11}とQ_{n5}との接続関係を逆にしたものである。

【0068】

図1の実施例の回路では、MOSFETのソース・ドレイン領域とウェル領域との間のPN接合が順方向にバイアスされてリーク電流が流れるのを防止するために、pチャネルMOSFET Q_{p5}とQ_{p6}のn型ウェル領域の電位はチップ内で最も高いVDD2にされ、nチャネルMOSFET Q_{n5}とQ_{n6}のp型ウェル領域の電位はチップ内で最も低い接地電位にされる。そのため、駆動用MOSFETであるQ_{p6}はQ_{p5}のオン抵抗による電位降下でソース電位が下がってソース電位よりもウェル電位の方が高くなり、またQ_{n5}は逆にソース電位よりもウェル電位の方が低くなる。

【0069】

その結果、ウェル電位のバックバイアス効果によりQ_{p5}、Q_{n6}のしきい値が高くなるので、pチャネルMOSFET Q_{p5}とQ_{p6}のサイズ（ゲート幅）が同一で、nチャネルMOSFET Q_{n6}とQ_{n5}のサイズが同一の場合に

は、図4のように Q_{p5} 、 Q_{p11} と Q_{p6} との接続関係および Q_{n6} 、 Q_{n11} と Q_{n5} との接続関係を図1と逆にして、駆動用MOSFET Q_{p6} のソースを電源電圧 V_{DD2} に接続し、 Q_{n5} のソースを接地点に接続するのが望ましい。

【0070】

ただし、図1の実施例の回路では、 Q_{p5} のゲート幅 W_{p5} を Q_{p6} のゲート幅 W_{p6} よりも大きくし Q_{n6} のゲート幅 W_{n6} を Q_{n5} のゲート幅 W_{n5} よりも大きくしているので、図1のような接続が望ましい。仮にこのようなサイズ関係で Q_{p5} 、 Q_{p11} と Q_{p6} との接続関係を逆にし、 Q_{n6} 、 Q_{n11} と Q_{n5} との接続関係を逆にすると、ソース・ドレインとウェル間の寄生容量はサイズの大きな Q_{p5} 、 Q_{n6} の方が大きい。そのため、駆動用MOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} の負荷容量として Q_{p5} 、 Q_{n6} のソース・ウェル間寄生容量とドレイン・ウェル間寄生容量の両方が見えてしまい、信号の変化が遅くなるためである。

【0071】

なお、 Q_{p5} 、 Q_{p11} と Q_{p6} との接続関係および Q_{n6} 、 Q_{n11} と Q_{n5} との接続関係が図1のような場合には、 Q_{p5} 、 Q_{n6} のソースは電源電圧に接続されるため、駆動用MOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} の負荷容量としては Q_{p5} 、 Q_{n6} のドレイン・ウェル間寄生容量しか見えないので、接続が逆の場合よりも信号の変化は速くなる。また、図1の実施例で説明したように、駆動用MOSFET Q_{p6} 、 Q_{n5} の（ゲート幅）を小さくした方が、ゲート容量が小さくなるので前段の回路にとって負荷容量が小さくなる一方、 Q_{p5} 、 Q_{n6} の（ゲート幅）を大きくした方がオン抵抗は小さくなるので高速動作が可能である。

【0072】

図5は、本発明に係るレベル変換回路の第2の実施例を示す。図5のレベル変換回路は、入力信号 IN を反転するインバータ11と、上記インバータ11で反転された信号 $\neg IN$ と反転される前の信号 IN とを入力とするラッチ回路型のレベルシフト段12と、該レベルシフト段12の反転出力ノード $n1$ 側の信号を反転するインバータ13と、該インバータ13の出力信号と上記レベルシフト段1

2の非反転出力ノードn2側の信号とを入力とするプッシュプル型の出力段14と、該出力段14の出力信号を遅延して出力段14にフィードバックをかける遅延段15と、上記出力段14の出力ノードn4の信号をラッチする出力ラッチ段16とから構成されている。上記インバータ11とレベルシフト段12とインバータ13は、図1の実施例と同様の構成を有するので、詳しい説明は省略する。

【0073】

出力段14は2個のpチャネルMOSFET Qp5、Qp6と2個のnチャネルMOSFET Qn5、Qn6とが直列形態に接続されてなり、Qp6とQn5のゲート端子に上記レベルシフト段12の非反転出力ノードn2側の信号と反転出力ノードn1側の信号をインバータ13で反転した信号が印加されている。そして、この出力段14の出力ノードn4に回路の出力端子OUTが接続されており、出力段14の出力ノードn4の電位が変化されるとそれが直ちに出力端子OUTに反映される。また、MOSFET Qp5とQn6のゲート端子には遅延段15の出力信号が印加されており、Qp5はQp6よりも少し遅れてQp6と逆のオン、オフ状態に、またQn6はQn5よりも少し遅れてQn5と逆のオン、オフ状態にそれぞれ移行されるようになっている。

【0074】

出力段14を構成するpチャネルMOSFET Qp6のゲート幅Wp6は、レベルシフト段12のpチャネルMOSFET Qp2やQp3のゲート幅Wp2との比Wp6 : Wp2が約10 : 1となるように設計されている。一方、出力段14を構成するnチャネルMOSFET Qn5のゲート幅Wn5は、レベルシフト段12のnチャネルMOSFET Qn2やQn3のゲート幅Wn2との比Wn6 : Wn2は約1 : 3とされる。

【0075】

遅延段15は、2つのインバータINV4、INV5が縦続接続されてなり、出力段14の出力を遅延して出力段14を構成するpチャネルMOSFET Qp5とnチャネルMOSFET Qn6のゲート端子に出力段14の出力信号と同相の信号でフィードバックをかける。従って、出力段14を構成するpチャネルMOSFET Qp5とnチャネルMOSFET Qn6は相補的にオン、オ

フ制御される。これにより、出力段 1 4 の出力信号がハイレベルに変化すると少し遅れて n チャンネル MOSFET Q_{n6} がオンされ、p チャンネル MOSFET Q_{p5} がオフされる。また、出力段 1 4 の出力信号がロウレベルに変化すると少し遅れて n チャンネル MOSFET Q_{n6} がオフされ、p チャンネル MOSFET Q_{p5} がオンされる。

【0076】

つまり、出力段 1 4 の入力信号がハイレベルに変化して p チャンネル MOSFET Q_{p6} がオフし n チャンネル MOSFET Q_{n5} がオンされると、出力がロウレベルに変化して少し遅れて Q_{n6} がオフされ、出力ノード n 4 がハイインピーダンスにされる。また、出力段 1 4 の入力信号がロウレベルに変化して p チャンネル MOSFET Q_{p6} がオンし n チャンネル MOSFET Q_{n5} がオフされると、出力がハイレベルに変化して少し遅れて Q_{p5} がオフされ、出力ノード n 4 がハイインピーダンスにされる。

【0077】

そして、このように出力段 1 4 の出力ノード n 4 がハイインピーダンスにされても、その前に出力ラッチ段 1 6 が出力段 1 4 の出力電位をラッチすることにより、出力端子 OUT の電位は直前の状態のまま保持されることとなる。しかも、出力段 1 4 の出力電位が確定すると遅延段 1 5 により速やかに出力段 1 4 の MOSFET Q_{p5} と Q_{n6} がそれぞれ Q_{p6} 、 Q_{n5} と逆のオン、オフ状態に移行されるため、出力段 1 4 を次の入力信号変化に対して直ちに応答可能な準備状態にさせることができる。

【0078】

出力ラッチ段 1 6 は、出力段 1 4 の出力信号を反転する CMOS インバータ INV 6 と該インバータの出力をさらに反転する CMOS インバータ INV 5 とから構成され、インバータ INV 5 の出力ノード n 5 が回路の出力端子 OUT に接続されることにより、出力段 1 4 と同相の信号を出力するとともに、出力段 1 4 の出力ノード n 4 がハイインピーダンス状態にされても直前の出力電位を保持する。また、前段のインバータ INV 6 を構成する MOSFET Q_{p8} 、 Q_{n8} は、出力段 1 4 を構成する MOSFET Q_{p5} 、 Q_{n5} よりも駆動力すなわち

ゲート幅が小さくなるように形成されることにより、出力段 1 4 の出力ノード n 4 の電位が反転するように出力段 1 4 が駆動されると出力ラッチ段 1 6 の出力ノード n 5 の電位も反転するように構成されている。

【 0 0 7 9 】

次に、図 5 の実施例のレベル変換回路の動作を説明する。

【 0 0 8 0 】

先ず、入力信号 IN がロウレベルからハイレベルへ変化する場合を考える。このとき、入力信号の前の状態がロウレベルであるため、出力段 1 4 の n チャンネル MOSFET Q n 5 はオフ状態に、また p チャンネル MOSFET Q p 6 はオン状態にされるとともに、遅延段 1 5 はその出力がハイレベルとなって出力段 1 4 の n チャンネル MOSFET Q n 6 をオン状態に、また p チャンネル MOSFET Q p 5 をオフ状態にする。そのため、出力段 1 4 はハイインピーダンス状態にあるが、出力ノード n 4 がハイレベルに変化した直後の出力状態は、出力ラッチ回路 1 5 によりラッチされているため、出力はハイレベルに保持されている。

【 0 0 8 1 】

この状態で、入力信号 IN がロウレベルからハイレベルへ変化すると、レベルシフト段 1 2 は n チャンネル MOSFET Q n 2 の方が p チャンネル MOSFET Q p 2 よりもゲート幅が広いため、出力ノード n 1 がハイレベルからロウレベルへ速やかに変化する。そして、この電位変化はインバータ 1 3 を介して若干遅れたタイミングで出力段 1 4 の MOSFET Q n 5 のゲート端子に伝達され、Q n 5 をオフ状態からオン状態へ移行させる。

【 0 0 8 2 】

一方、レベルシフト段 1 2 の n チャンネル MOSFET Q n 3 は入力信号 IN を反転するインバータ 1 1 の出力信号により Q n 2 のオンよりも少し遅れてオフされる。このとき p チャンネル MOSFET Q p 3 は出力ノード n 1 のロウレベルへの電位変化により比較的速やかにオフ状態からオン状態への移行が開始される。しかし、p チャンネル MOSFET Q p 3 は n チャンネル MOSFET Q n 3 よりもゲート幅が狭いため、出力ノード n 2 のロウレベルからハイレベルへの変化は、出力ノード n 1 のハイレベルからロウレベルへの変化よりも少し遅くな

る。そして、この電位変化は出力段14のMOSFET Q_{p6} のゲート端子に直ちに伝達され、 Q_{p6} をオン状態からオフ状態へ移行させる。その結果、出力は速やかにハイレベルからロウレベルへ変化することとなる。

【0083】

上記のように、レベルシフト段12の正相側を伝達する信号はインバータ13を介して出力段14のN-MOSに伝達され、レベルシフト段12の逆相側を伝達する信号はインバータ11を介して出力段14のP-MOSに伝達されるため、それぞれインバータ1段分の遅延がもたらされるので、ほぼ同時に到達することとなる。しかも、この実施例のレベル変換回路は、インバータ13が設けられていても、nチャネルMOSFET Q_{n2} とpチャネルMOSFET Q_{p2} のゲート幅の比 $W_{p2} : W_{n2}$ が1 : 15のように、 W_{n2} の方が W_{p2} よりも大きく設計されているため、図10に示されている従来のレベル変換回路に比べて信号変化が速いので、出力のロウレベルへの立ち下がりとは従来のレベル変換回路に遜色のない速度で行なわれる。

【0084】

次に、入力信号INがハイレベルからロウレベルへ変化する場合を考える。このとき、入力信号の前の状態がハイレベルであるため、出力段14のnチャネルMOSFET Q_{n5} はオン状態に、またpチャネルMOSFET Q_{p6} はオフ状態にされるとともに、遅延段15はその出力がロウレベルとなって出力段14のnチャネルMOSFET Q_{n6} をオフ状態に、またpチャネルMOSFET Q_{p5} をオン状態にしている。そのため、出力段14はハイインピーダンス状態にあるが、出力ノードn4がロウレベルに変化した直後の出力状態は、出力ラッチ回路15によりラッチされているため、出力はロウレベルに保持されている。

【0085】

この状態で、入力信号INがハイレベルからロウレベルへ変化すると、インバータ11により反転された信号 $\neg IN$ がゲート端子に入力されているnチャネルMOSFET Q_{n3} がオフからオン状態にされる。このときレベルシフト段12はnチャネルMOSFET Q_{n3} の方がpチャネルMOSFET Q_{p3} よ

りもゲート幅が広いため、出力ノード $n 2$ がハイレベルからロウレベルへ速やかに変化する。ただし、出力ノード $n 2$ のハイレベルからロウレベルへの変化は、出力ノード $n 1$ がハイレベルからロウレベルへ変化する場合に比べてインバータ $1 1$ の遅延分遅くなる。しかし、出力ノード $n 1$ のハイレベルからロウレベルへの変化はインバータ $1 3$ を介して出力段 $1 4$ に伝達されていたのに対し、この出力ノード $n 2$ のハイレベルからロウレベルへ変化は直ちに、出力段 $1 4$ に伝達されるため、両者の伝達時間はほぼ同程度になる。

【 0 0 8 6 】

一方、レベルシフト段 $1 2$ の n チャネル MOSFET $Q n 2$ は入力信号 $I N$ がハイレベルからロウレベルへ変化するとオン状態からオフ状態に移行される。また、 p チャネル MOSFET $Q p 2$ は上記反転入力信号 $/ I N$ による n チャネル MOSFET $Q n 3$ のオフからオン状態への移行によって出力ノード $n 2$ がロウレベルに変化されるのに応じてオフ状態からオン状態に移行される。このとき、 n チャネル MOSFET $Q n 2$ よりも p チャネル MOSFET $Q p 2$ の方がゲート幅は狭いため、出力ノード $n 1$ のハイレベルからロウレベルへの変化は比較的ゆっくりと行なわれるが、出力ノード $n 2$ のハイレベルからロウレベルへ変化は上述のように比較的急速に行なわれるので、それほど遅くなることはない。

【 0 0 8 7 】

そして、出力ノード $n 1$ の電位変化はインバータ $1 3$ を介して若干遅れたタイミングで出力段 $1 4$ の MOSFET $Q n 5$ のゲート端子に伝達され、 $Q n 5$ をオン状態からオフ状態へ移行させる。しかし、インバータ $1 3$ は、 p チャネル MOSFET $Q p 4$ の方が n チャネル MOSFET $Q n 4$ よりもゲート幅が広く設計されているため出力の変化は比較的速く、出力ノード $n 1$ から出力段 $1 4$ の MOSFET $Q n 5$ のゲート端子への信号伝達は速やかに行なわれる。その結果、出力段 $1 4$ の出力ノード $n 3$ の電位すなわち出力電圧が速やかにロウレベルからハイレベルへ変化される。

【 0 0 8 8 】

また、上記のように出力がロウレベルからハイレベルへ変化すると遅延段 $1 5$

により少し遅れて出力段14のpチャネルMOSFET Q_{p5} をオフ状態に、またnチャネルMOSFET Q_{n6} をオン状態にさせ、出力段14はハイインピーダンス状態になるが、その間に出力段14の出力ノードn3の電位は出力ラッチ回路15によりラッチされて、出力のハイレベル状態が保持される。

【0089】

上記のように、この実施例のレベル変換回路は、レベルシフト段12の非反転出力ノードn2側の信号を生成するpチャネルMOSFET Q_{p3} とnチャネルMOSFET Q_{n3} のゲート幅の比 $W_{p2} : W_{n2}$ が1 : 15のように、 W_{n3} の方が W_{p3} よりも大きく設計されているため、図10に示されている従来のレベル変換回路に比べて信号変化が速くなる。これとともに、レベルシフト段12の反転出力ノードn1から出力段14への信号の伝達はインバータ13を介していてもこのインバータ13における遅延は、レベルシフト段12の逆相側の信号伝達経路上にあるインバータ11の遅延と同程度であるので、本実施例のレベル変換回路の出力のハイレベルへの立ち上がりは従来のレベル変換回路に比べて速く行なわれるようになる。

【0090】

図6には、図5の実施例のレベル変換回路の変形例を示す。図6の回路は、図5の回路における出力段14を構成するpチャネルMOSFET Q_{p5} 、 Q_{p6} の代わりにnチャネルMOSFET $Q_{n5'}$ 、 $Q_{n6'}$ を使用するとともに、これを駆動するためにレベルシフト段12の非反転出力ノードn2と出力段12との間にもインバータ17を設けるようにしたものである。また、nチャネルMOSFET $Q_{n5'}$ 、 $Q_{n6'}$ で生成された信号により、出力ラッチ段16を Q_{n5} 、 Q_{n6} による論理（出力ロウレベル）と逆の論理状態に反転できるようにするため、MOSFET $Q_{n5'}$ のドレイン端子が出力ラッチ段16のCMOSインバータINV5の入力端子に接続されている。その他の構成は図3と同様である。この実施例のレベル変換回路においても従来のレベル変換回路に比べて出力信号の立ち上がりが速くなるとという利点がある。

【0091】

図7には、本発明に係るレベル変換回路を双方向バッファ回路に応用した場合

の構成例が示されている。なお、図 7 に示されている双方向バッファ回路は、例えば内部回路が 1.5 V のような電源電圧で動作し、他の L S I とは 0 V ~ 3.3 V のような L V - T T L レベルのインタフェースで信号の送受信を行なうように設計される半導体集積回路に好適な回路である。

【 0 0 9 2 】

図 7 において、21 a, 21 b は内部論理回路、22 a, 22 b が前記実施例で説明した昇圧型のレベル変換回路、23 は外部端子、24 a, 24 b は電源電圧は VDD2 と接地点との間に直列に接続された出力用 MOS F E T、25 a ~ 25 d は出力用 MOS F E T 24 a, 24 b のゲートを制御する信号を生成する論理ゲート回路であり、レベル変換回路 22 a, 22 b と出力用 MOS F E T 24 a, 24 b と論理ゲート回路 25 a ~ 25 d とによりトライステートの出力バッファ回路が構成される。また、30 は降圧型のレベル変換回路からなる入力バッファ回路、21 c は内部回路である。

【 0 0 9 3 】

上記レベル変換回路 24 a, 24 b のうち 24 a には内部回路 21 b から出力すべきデータ信号が入力され、24 b には内部回路から供給されるデータイネーブル信号 E N と図示しない外部端子等から供給されるテスト系のイネーブル信号 T E N との論理和をとる NOR ゲート 25 a の出力信号が入力されている。内部回路 21 a, 21 b および NOR ゲート 25 a の電源電圧は VDD (例えば 1.5 V) であり、その出力信号は 0 V - VDD の振幅を有する。

【 0 0 9 4 】

レベル変換回路 22 a, 22 b の電源電圧は VDD2 (例えば 3.3 V) であり、内部回路 21 a, 21 b および NOR ゲート 25 a の 0 V - VDD 振幅の出力信号を受けてこれを 0 V - VDD2 の振幅の信号に変換する。論理ゲート 25 b, 25 c, 25 d の電源電圧も VDD2 である。

【 0 0 9 5 】

この実施例の出力バッファは、データイネーブル信号 E N またはテスト系イネーブル信号 T E N のいずれかがロウレベルされると、内部回路 21 b からのデータ信号 D T のいかににかかわらず出力用 MOS F E T 24 a, 24 b のゲート端

子にこれらをオフ状態にさせるように制御信号が印加され、これによって外部端子23がハイインピーダンス状態にされるようになっている。一方、データイネーブル信号ENとテスト系イネーブル信号TENの両方がハイレベルにされると、内部回路21bからのデータ信号DTに応じて出力用MOSFET24a, 24bのいずれか一方がオン状態、他方がオフ状態にされることにより、外部端子23にVDD2または接地電位(0V)を出力する。

【0096】

テスト系イネーブル信号TENは、例えばこの実施例の双方向バッファが接続されている外部端子が外部のバスなどに接続されていて、その外部バスに接続されている他の半導体集積回路に信号を入力する場合に実施例の出力バッファ回路をハイインピーダンス状態にするのに利用される。なお、図7の実施例においては、レベル変換回路22a, 22bを論理ゲート25c, 25dと出力用MOSFET24a, 24bのゲート端子との間に設けることも可能である。ただし、出力用MOSFET24a, 24bは素子サイズが大きいいためそのゲートを駆動する前段の回路の構成素子もサイズを大きくする必要があるので、構成素子数の多いレベル変換回路22a, 22bを出力用MOSFET24a, 24bの直前に設けるよりも、図7のように論理ゲート25b~25dを出力用MOSFET24a, 24bの直前に設けた方が占有面積は小さくて済むという利点がある。

【0097】

図8には、本発明に係るレベル変換回路を出力バッファ回路に応用した場合の構成例が示されている。図7の回路が双方向バッファであるのに対し、図8の回路は単方向の出力バッファであり、データ信号DTの出力を許可したり禁止したりするためのイネーブル信号ENはなく、内部回路21から供給されるデータ信号は、出力用MOSFET24aと24bにそれぞれ対応して設けられているレベル変換回路22a, 22bに共通に入力されている。

【0098】

また、レベル変換回路22a, 22bと出力用MOSFET24a, 24bのゲート端子との間には、テスト系のイネーブル信号TENによってレベル変換回路22a, 22bの出力信号を出力用MOSFET24a, 24bのゲート端子

に供給したり遮断したりする論理ゲート 2 5 c, 2 5 d が設けられている。さらに、テスト系のイネーブル信号 T E N が内部信号と同じ低振幅の信号である場合にこれを振幅の大きな信号に変換して論理ゲート 2 5 c, 2 5 d に入力させるための第 3 のレベル変換回路 2 2 c が設けられている。ただし、この第 3 のレベル変換回路 2 2 c は高速である必要はないため、図 1 に示されているレベル変換回路の前段部分のみ使用した回路とされている。なお、この第 3 のレベル変換回路 2 2 c の出力信号は、図示しない他の外部端子に接続されている同様な出力バッファ回路にも共通に供給され、同じような制御が行なわれるように構成される。また、レベル変換回路 2 2 a と 2 2 b は構成素子のサイズを大きくするなどして 1 つにまとめることも可能である。さらに、この実施例においても、レベル変換回路 2 2 a, 2 2 b を論理ゲート 2 5 c, 2 5 d と出力用 MOS F E T 2 4 a, 2 4 b のゲート端子との間に設けることが可能である。

【 0 0 9 9 】

図 9 には、図 7 の双方向バッファ回路に設けられている降圧型のレベル変換回路からなる入力バッファ 3 0 の具体的な回路例が示されている。同図に示されているように、入力バッファ 3 0 は、外部端子 2 3 から入力された入力信号 I N を受ける初段の CMOS インバータ 3 1 と、その出力を反転する 2 段目の CMOS インバータ 3 2 と、インバータ 3 1 と 3 2 の出力をゲート端子に受ける 2 個の直列形態の n チャンネル MOS F E T Q n 3 1, Q n 3 2 からなるインバータ 3 3 とにより構成されている。インバータ 3 1 と 3 2 は外部インタフェースレベルに合わせて 3. 3 V のような電源電圧 V D D 2 で、また 3 段目のインバータ 3 3 は内部電源電圧と同じ 1. 5 V のような電源電圧 V D D で動作され、外部から入力される 0 - 3. 3 V の振幅の信号を 0 - 1. 5 V の振幅の信号に変換して内部回路 2 1 c へ供給する。

【 0 1 0 0 】

図 1 2 には、図 7 の双方向バッファ回路を構成する各論理ゲートや素子の半導体チップ上へのレイアウトの一例を示す。図 1 2 において、図 7 と同一の符号が付されているブロックは、同一の論理ゲートおよび素子を表わす。図 1 2 に示されているようなレイアウトを行なうことにより、複数の入出力パッド 2 3 が並ん

で設けられている場合にも、パッドの幅に合わせて双方向バッファ回路を配置できるため、無駄なスペースを生じさせることがない。

【0101】

図13には、図12に示されているブロックのうち本発明を適用したレベル変換回路22a, 22bを構成する素子のレイアウト構成例を示す。図13において、実線で示されているのはアルミニウムなどのメタル層からなる配線、一点鎖線で示されているのはポリシリコン層などからなるゲート電極、破線で示されているのはMOSFETのソース・ドレイン領域となる拡散層である。

【0102】

また、中央の素子の不在部分は配線領域であり、ここに電源ライン（図示省略）やnチャネルMOSFETとpチャネルMOSFETとを接続する配線等が多層配線技術を用いて形成される。図13において中央の配線領域に表示されている配線は一部であってすべてではない。図13に表示されている各符号は、図1の回路を構成する素子に付されている符号と同一の素子が形成されている部分を表わす。ただし、図13には図1におけるMOSFET Qp9は省略されている。

【0103】

図1の実施例において説明したように、MOSFET Qn2, Qn3, Qp5, Qp6, Qn6は他の素子に比べて比較的ゲート幅が大きく設計されている。このようなゲート幅の大きなMOSFETを半導体基板上にレイアウトする場合、ゲート電極を直線的に配置しようとする素子の形状が一方向に極端に長くなってしまい、内部回路がゲートアレイなどで構成される場合、ゲートアレイ部分のウェル領域との整合性が悪くなり、入出力バッファ回路部分の素子のウェル領域をゲートアレイ部分とは別個に設計しなくてはならなくなる。

【0104】

そこで、この実施例においては、MOSFET Qn2, Qn3, Qp5, Qp6, Qn6等のゲート幅の大きな素子のゲート電極は分割して平行に配置することにより、入出力バッファ回路部分の素子のウェル領域をゲートアレイ部分と共通に設計して整合を取り易くしている。また、ゲート電極を分割する場合、そ

それぞれの分割ゲート電極毎にソース・ドレイン領域の拡散層も分割することが考えられるが、拡散層も分割すると面積効率が低下する。そこで、この実施例においては、MOSFET Q_{n2} , Q_{n3} , Q_{p5} , Q_{p6} , Q_{n6} 等のゲート幅の大きな素子は、そのゲート電極は分割されても拡散層は分割されないように設計されている。

【0105】

また、この実施例においては、比較的ゲート幅の小さなMOSFET Q_{p2} , Q_{p4} , Q_{n4} , Q_{n11} , Q_{p11} に関しては、それぞれそれらの素子の近傍にゲート電極が分割された予備のMOSFET Q_{p2}' , Q_{p4}' , Q_{n4}' , Q_{n11}' , Q_{p11}' が設けられている。MOSFET Q_{p2} , Q_{p4} , Q_{n4} , Q_{n11} , Q_{p11} のうち、 Q_{p2} と Q_{p4} は、そのゲート幅 W_{p2} がこれらと対をなすMOSFET Q_{n2} , Q_{n3} のゲート幅 W_{n2} に対して1:15のような比率で小さくされており、そのゲート幅比が大きいほど直流的に安定な動作が可能であるが、比が大きすぎると出力ノード $n1$, $n2$ の立上がりが遅くなる。つまり、図1の実施例では、レベルシフト段12のゲート幅 W_{p2} と W_{n2} の比は直流動作マージンと動作周波数とのトレードオフで決定される。

【0106】

従って、上記のように予備のMOSFET Q_{p2}' , Q_{p4}' が設けられていると、例えばマスタスライス法による配線形成時に選択的にこれらの素子を接続したりしなかったりすることにより、目標とする回路の動作周波数に応じて回路の定数を調整することが可能となる。

【0107】

一方、MOSFET Q_{n4} , Q_{n11} , Q_{p11} は、これらと対をなすMOSFET Q_{p4} , Q_{p6} , Q_{n5} とのゲート幅の比によって、インバータ13や出力段14の論理しきい値が決定される。従って、上記のように予備のMOSFET Q_{n4}' , Q_{n11}' , Q_{p11}' が設けられていると、例えばマスタスライス法による配線形成時に選択的にこれらの素子を接続したりしなかったりすることにより、論理しきい値を調整し信号の立上がりまたは立ち下がり速度を微調整することが可能となる。

【0108】

以上本発明者によってなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば図1や図4の実施例では、レベルシフト段12の正相側にインバータ13を設けているが、図9のように、このインバータ13はレベルシフト段12の逆相側を設けても良い。ただし、そのようにするとレベルシフト段12の正相側を伝達する信号はインバータ3段分の遅延がもたらされ、レベルシフト段12の逆相側を伝達する信号はインバータ1段分の遅延がもたらされアンバランスになるので、遅延段14のP-MOS側の負荷駆動力をN-MOS側の負荷駆動力よりも大きくするなどの工夫が必要となる。

【0109】

以上の説明では主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野であるレベル変換機能を有する入出力バッファ回路に適用した場合について説明したが、本発明はそれに限定されるものでなく、半導体集積回路内部におけるレベル変換回路にも適用することができる。

【0110】

【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

【0111】

すなわち、本発明に従うと、出力信号のロウレベルからハイレベルへの変化がハイレベルからロウレベルへの変化がほぼ等しいレベル変換回路を実現できるとともに、レベル変換回路をインタフェース回路とする半導体集積回路を用いたシステムの高速化が可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明に係る昇圧型のレベル変換回路の第1の実施例を示す回路図である。

【図2】

図1のレベル変換回路内の信号のタイミングを示すタイミングチャートである

【図 3】

図 1 のレベル変換回路の出力段の動作状態を示す回路説明図である。

【図 4】

本発明に係るレベル変換回路の第 1 の実施例の変形例を示す回路図である。

【図 5】

本発明に係る昇圧型のレベル変換回路の第 2 の実施例を示す回路図である。

【図 6】

本発明に係るレベル変換回路の第 2 の実施例の変形例を示す回路図である。

【図 7】

本発明に係るレベル変換回路を双方向バッファ回路に応用した場合の構成例を示す論理構成図である。

【図 8】

本発明に係るレベル変換回路を出力バッファ回路に応用した場合の構成例を示す論理構成図である。

【図 9】

入力バッファ回路を構成する降圧型のレベル変換回路の例を示す回路図である。

【図 1 0】

従来の昇圧型レベル変換回路の一例を示す回路図である。

【図 1 1】

実施例のレベル変換回路および従来のレベル変換回路をシミュレーションした結果得られた入出力信号の波形図である。

【図 1 2】

図 7 の双方向バッファ回路を構成する各論理ゲートや素子の半導体チップ上へのレイアウトの一例を示すレイアウト構成図である。

【図 1 3】

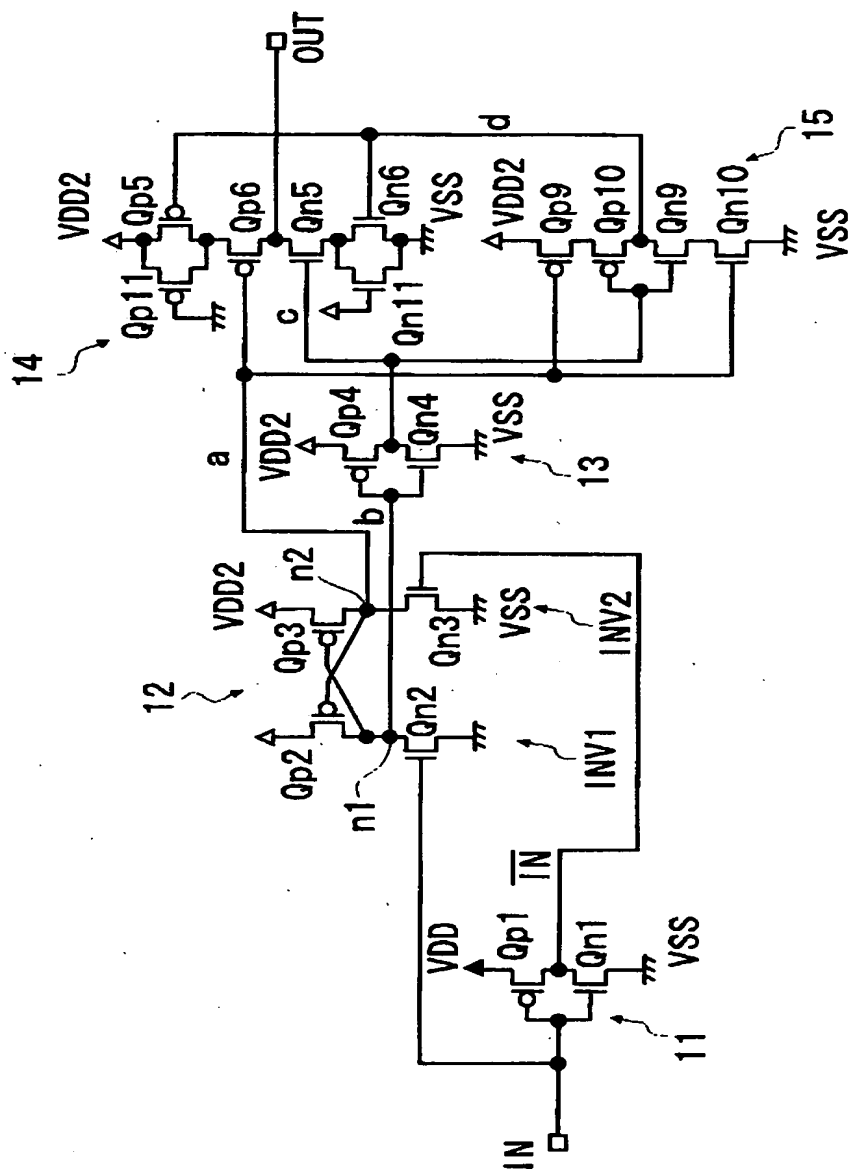
本発明を適用したレベル変換回路を構成する素子のレイアウトの一例を示すレイアウト構成図である。

【符号の説明】

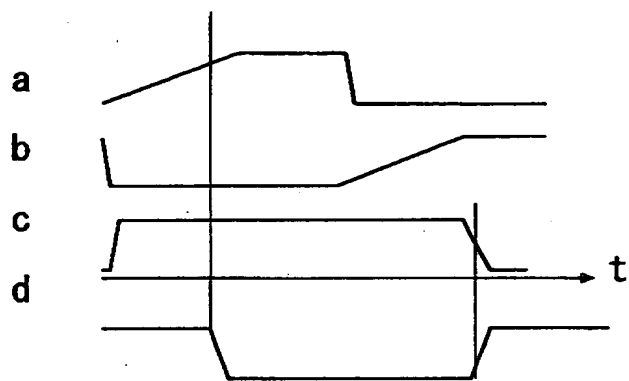
- 1 1 初段インバータ
- 1 2 レベルシフト段
- 1 3 インバータ
- 1 4 出力段
- 1 5 遅延段
- 1 6 出力ラッチ段
- 2 1 a ~ 2 1 c 内部回路
- 2 2 a, 2 2 b レベル変換回路
- 2 3 外部端子 (入出力パッド)
- 2 4 a, 2 4 b 出力用 MOSFET
- 2 5 a ~ 2 5 d 論理ゲート回路
- 3 0 入力バッファ (降圧型レベル変換回路)

【書類名】 図面

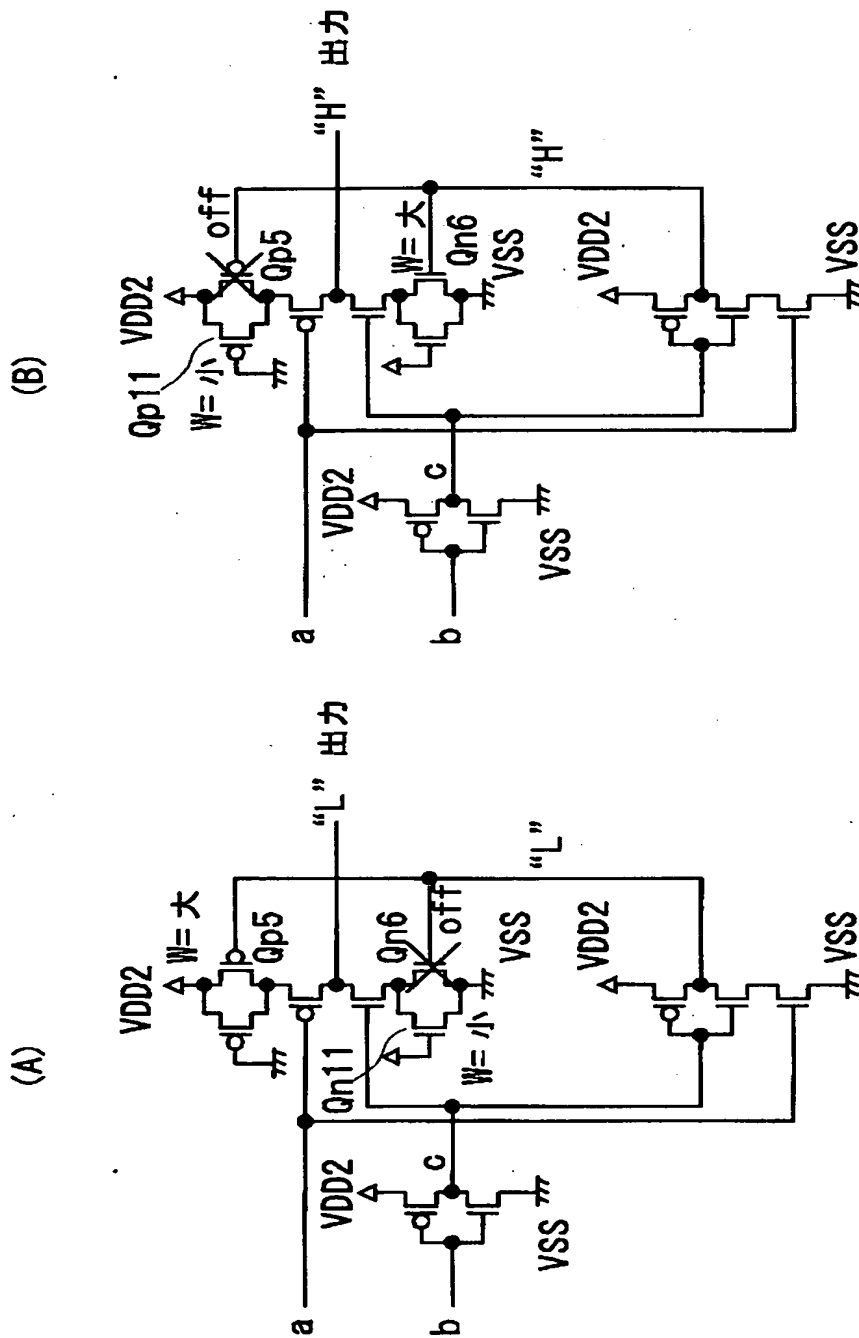
【図 1】



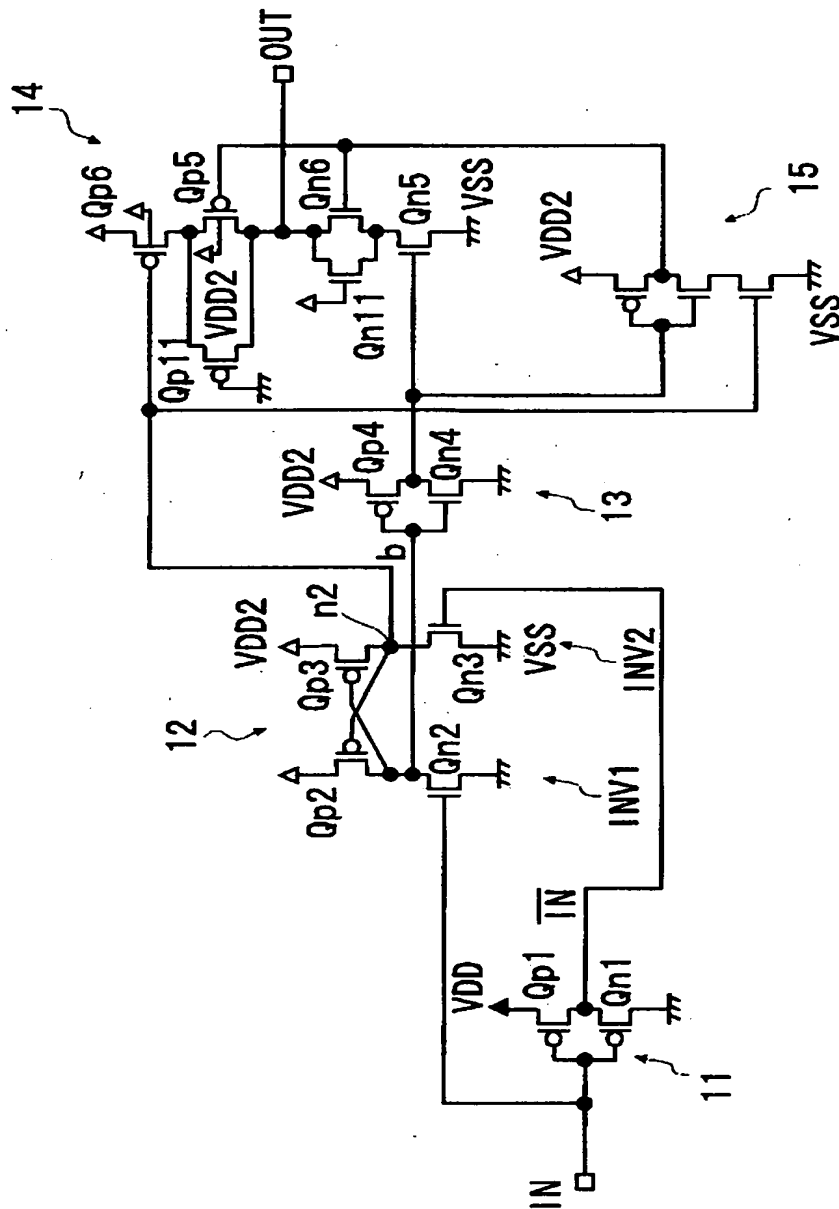
【図 2】



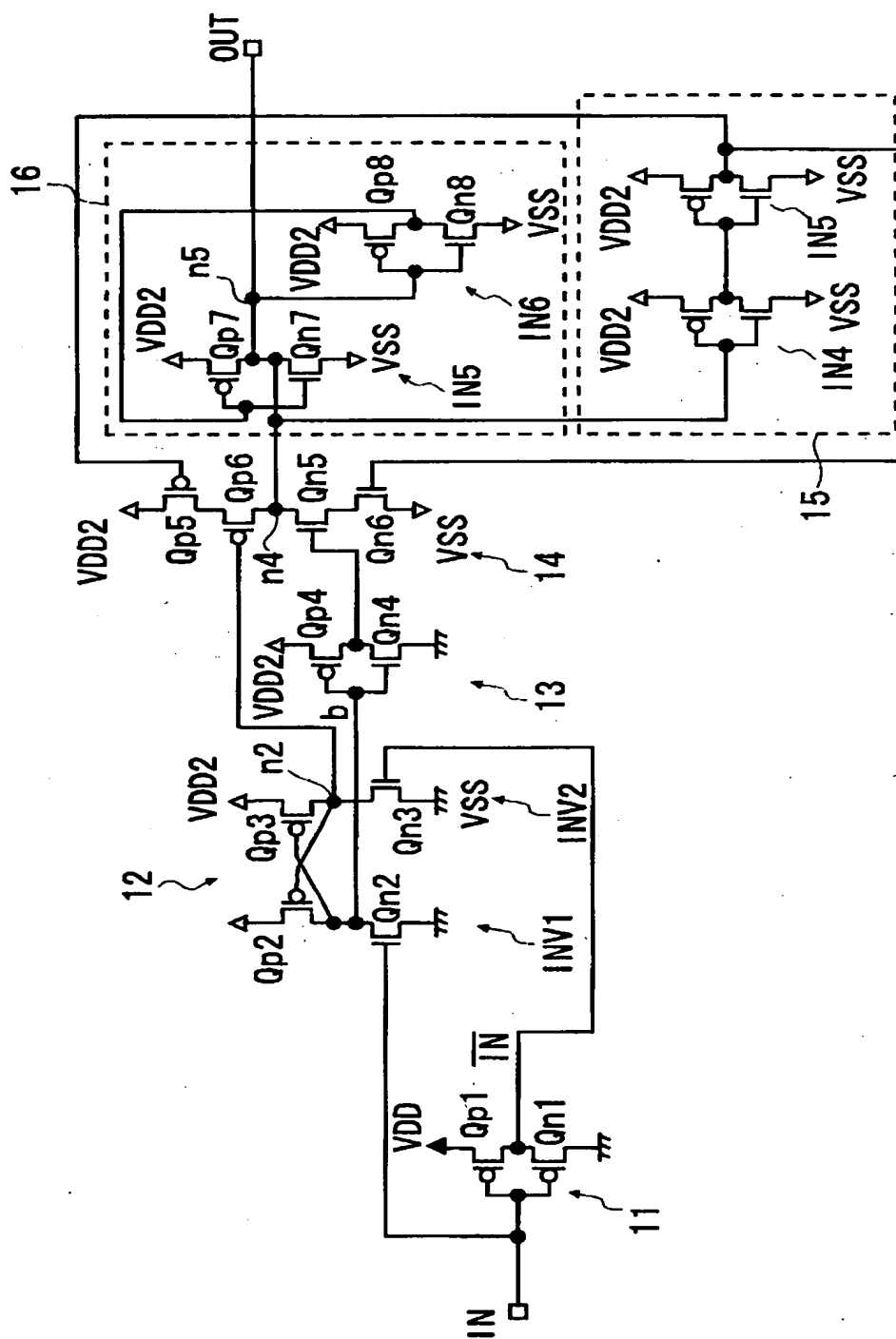
【図 3】



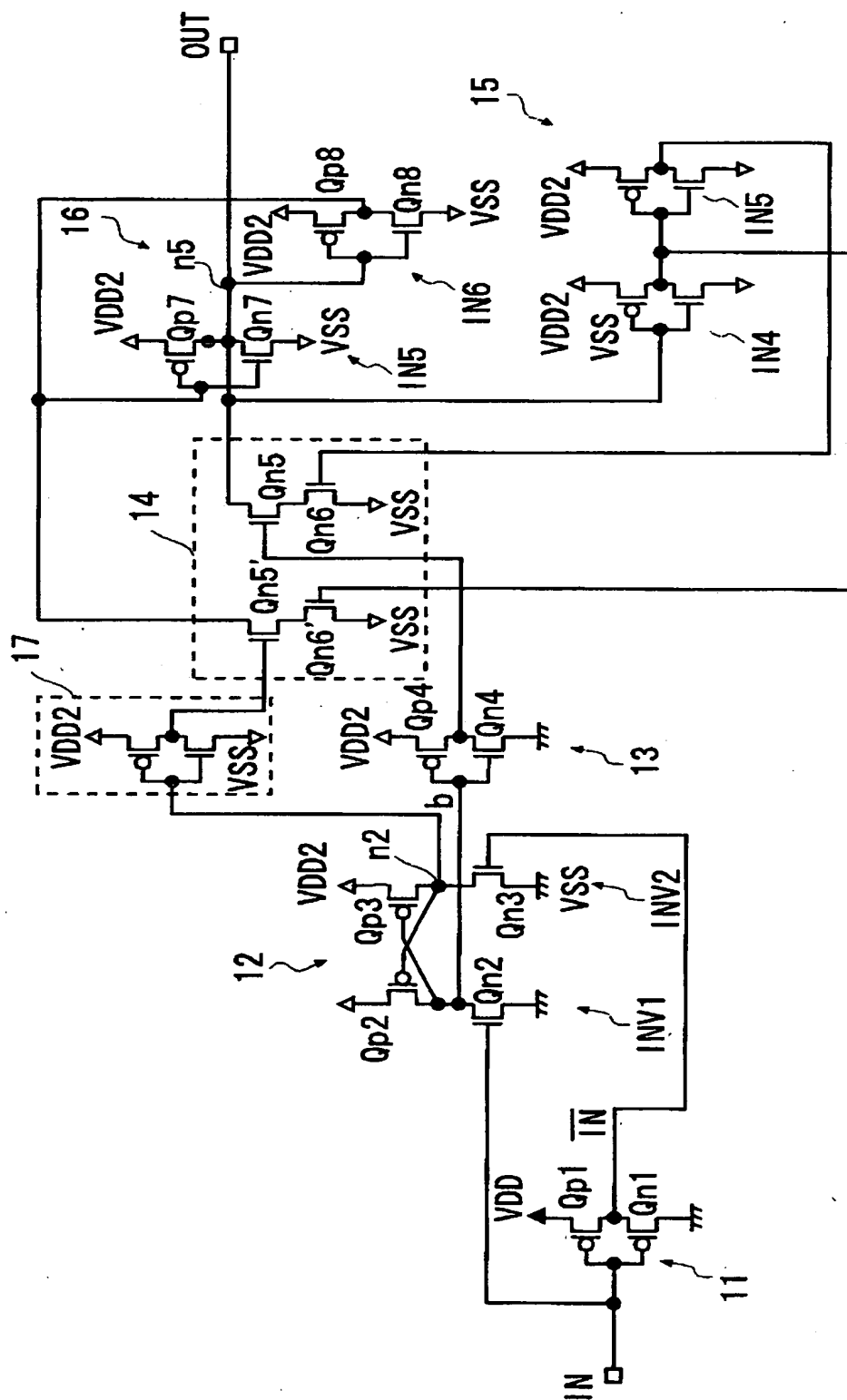
【図4】



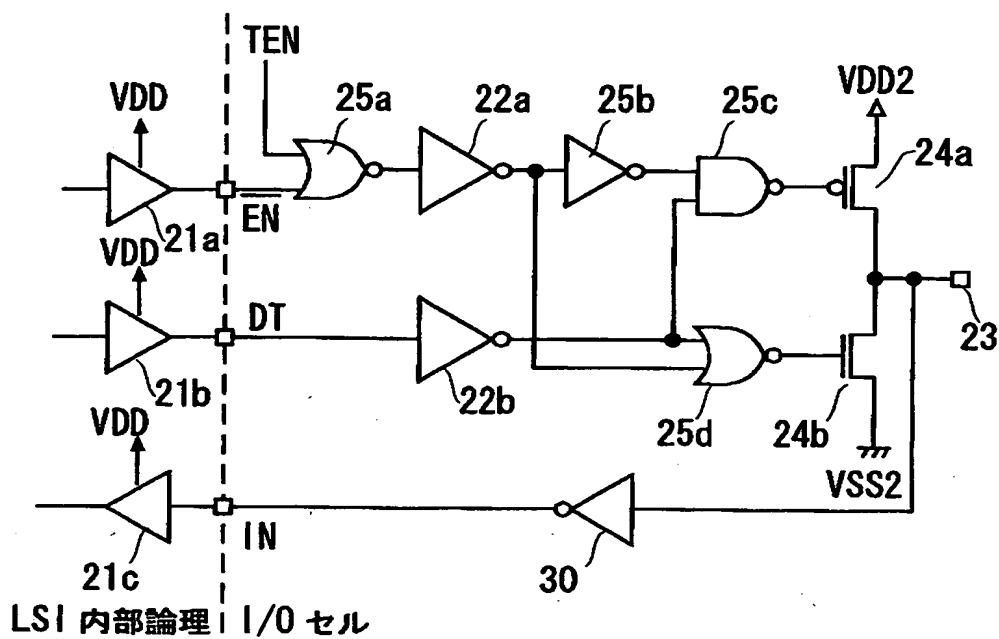
【図5】



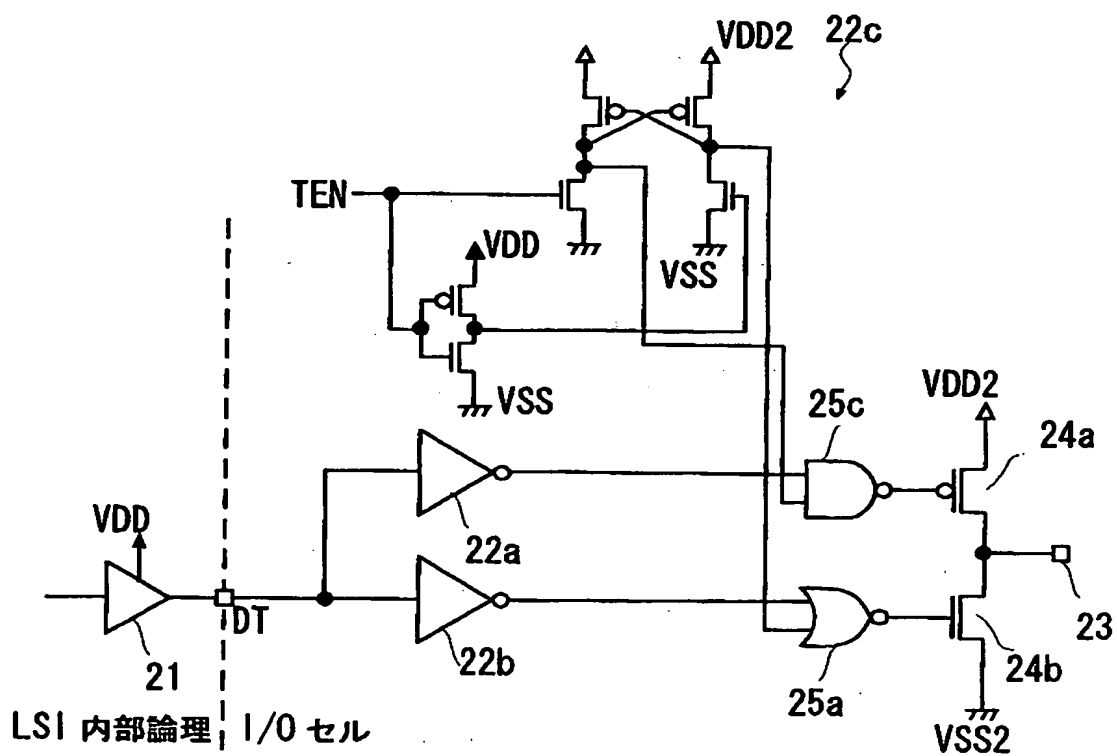
【図6】



【図 7】

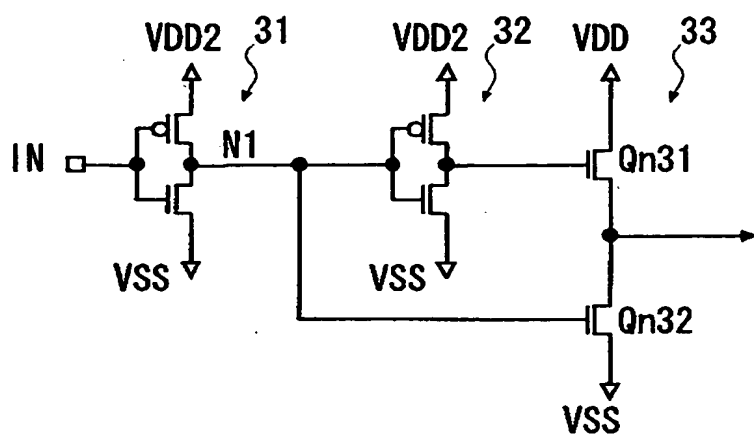


【図 8】

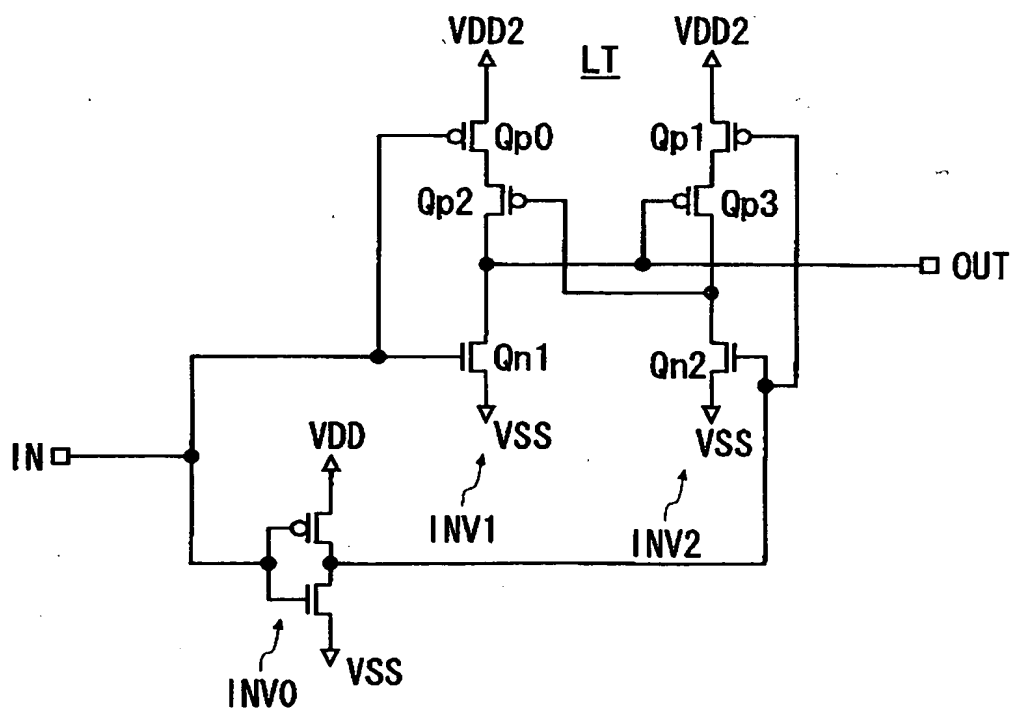


【図 9】

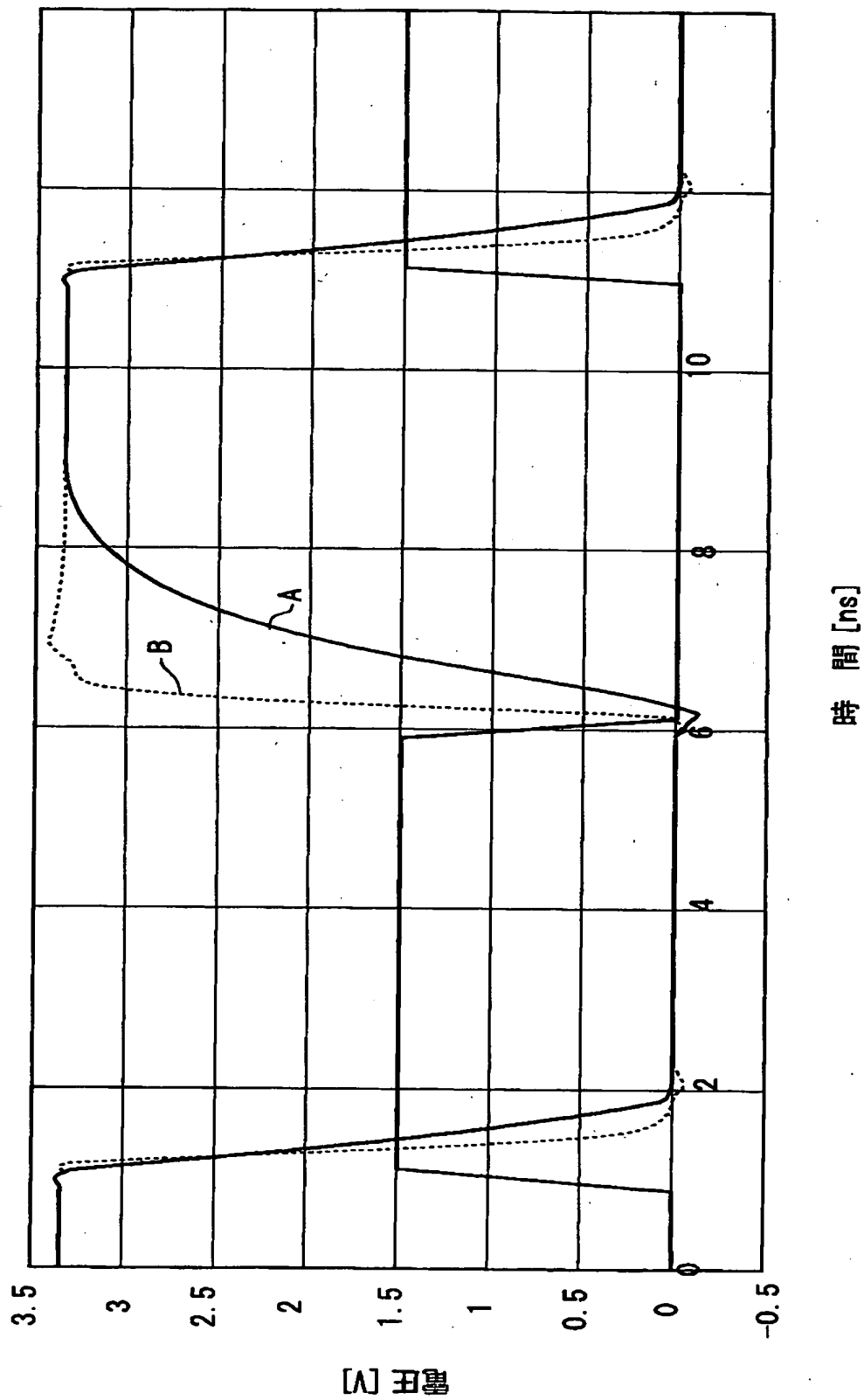
30



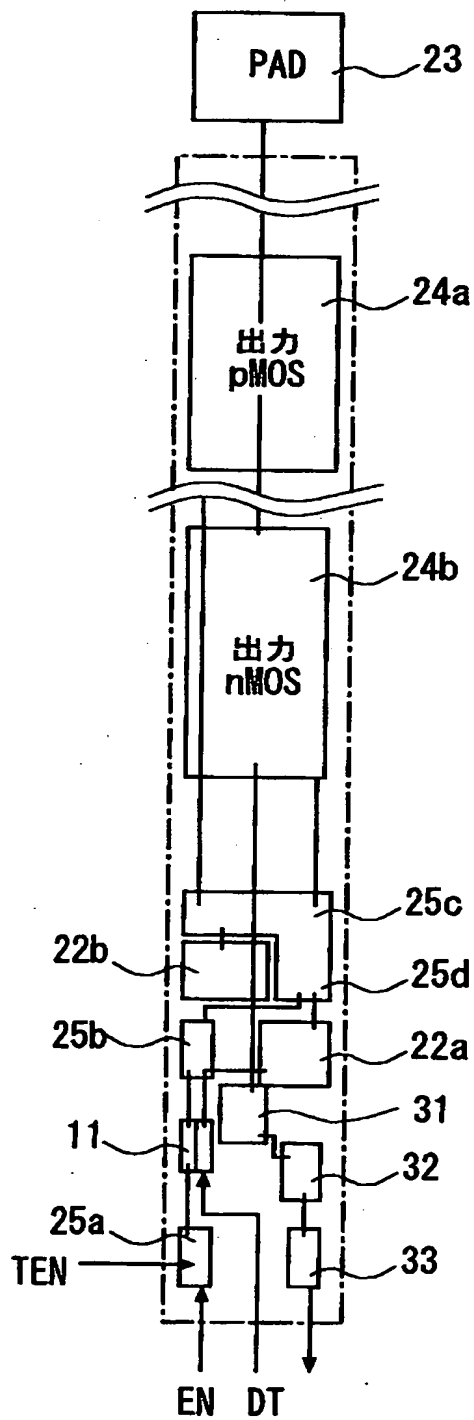
【図 10】



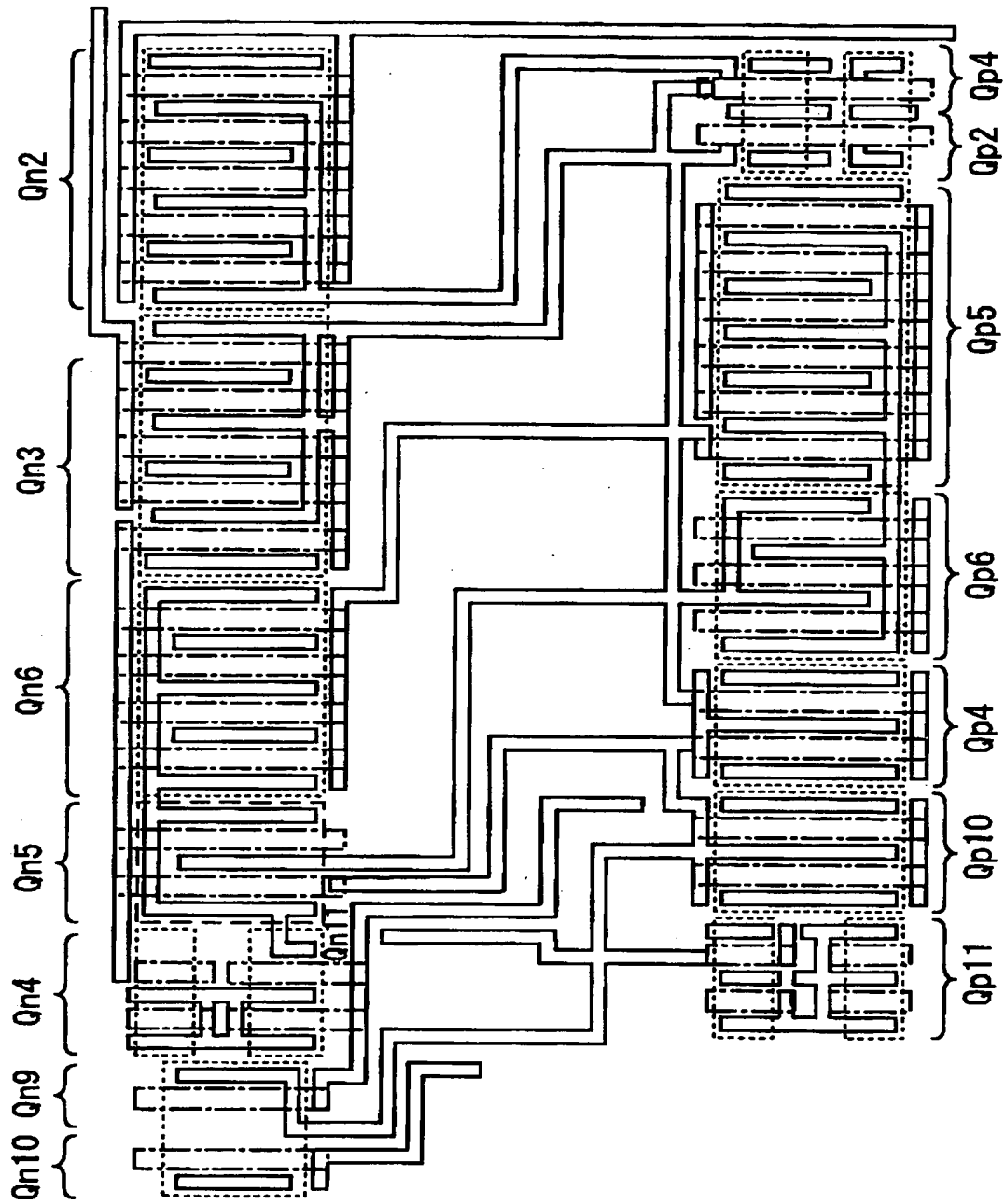
【図11】



【図 1 2】



【図13】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 従来のレベル変換回路は、出力信号のロウレベルからハイレベルへの変化がハイレベルからロウレベルへの変化に比べて遅いため、このようなレベル変換回路からの信号を受ける側の回路においては、遅い方の信号のタイミングに合わせて信号を取り込まなくてはならないので、タイミングの設計が面倒であるとともに、信号の伝達に時間がかかりシステムの高速化が妨げられるという課題点があった。

【解決手段】 入力信号と同相のレベル変換された信号とそれ逆相の信号を出力するレベルシフト回路（12）と、該レベルシフト回路の出力信号のうち早い方に応答して出力信号を生成する後段回路（14）とによりレベル変換回路を構成し、後段回路には、第1電圧端子と第2電圧端子との間に2個のpチャネル型MOSトランジスタ（Qp5, Qp6）と2個のnチャネル型MOSトランジスタ（Qn5, Qn6）が直列に接続されたインバータ回路を用い、このうち1組を入力用トランジスタとして残る1組のトランジスタにはレベルシフト回路の出力信号に基づいてフィードバックをかけて、次の変化にすばやく応答できるように構成した。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-330385
受付番号	50001400786
書類名	特許願
担当官	第五担当上席 0094
作成日	平成12年10月31日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成12年10月30日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

1. 変更年月日	1990年 8月31日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
氏 名	株式会社日立製作所

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000233169]

1. 変更年月日 1998年 4月 3日

[変更理由] 名称変更

住 所 東京都小平市上水本町5丁目22番1号

氏 名 株式会社日立超エル・エス・アイ・システムズ